

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 11251972 A

(43) Date of publication of application: 17 . 09 . 99

(51) Int. Cl

H04B 3/04
H03F 1/32

(21) Application number: 10051153

(71) Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22) Date of filing: 03 . 03 . 98

(72) Inventor: FUSE MASARU
MASUDA KOICHI

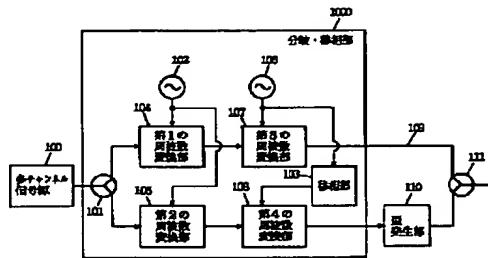
(54) DISTORTION COMPENSATION DEVICE

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a distortion compensation device capable of offsetting and suppressing distortions having optional phase relations to source signals over a wide band.

SOLUTION: A branching part 101 branches multi-channel signals up-converted by using prescribed first local signals by a first frequency conversion part 104 into two. A second frequency conversion part 107 down-converts one of branched signals by using prescribed second local signals. A third frequency conversion part 108 down-converts the other one of the branched signals by using signals wherein the second local signals are delayed by a prescribed delay amount T_d . A distortion generation part 110 generates nonlinear distortions by using output signals from the third frequency conversion part 108. A combination part 111 synthesizes and outputs the output signals from the second frequency conversion part 107 and the output signals from the third frequency conversion part 108.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-251972

(43)公開日 平成11年(1999)9月17日

(51) Int.Cl.⁶

H 04 B 3/04
H 03 F 1/32

識別記号

F I

H 04 B 3/04
H 03 F 1/32

A

審査請求 未請求 請求項の数16 OL (全 13 頁)

(21)出願番号 特願平10-51153

(22)出願日 平成10年(1998)3月3日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 布施 優

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 増田 浩一

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

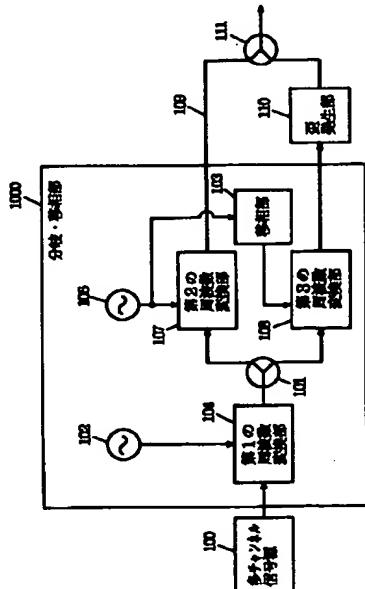
(74)代理人 弁理士 小笠原 史朗

(54)【発明の名称】 歪補償装置

(57)【要約】

【課題】 元信号に対して任意の位相関係を有する歪を
広帯域に亘って相殺、抑圧することのできる歪補償装置
を提供することである。

【解決手段】 分岐部101は、第1の周波数変換部104が所定の第1のローカル信号を用いてアップコンバートした多チャンネル信号を2分岐する。第2の周波数変換部107は、所定の第2のローカル信号を用いて、分岐された一方の信号をダウンコンバートする。第3の周波数変換部108は、第2のローカル信号を所定の遅延量Tdだけ遅延させた信号を用いて、分岐された他方の信号をダウンコンバートする。歪発生部110は、第3の周波数変換部108からの出力信号を用いて非線形歪を発生させる。結合部111は、第2の周波数変換部107からの出力信号と、第3の周波数変換部108からの出力信号とを合波し、出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 電気信号の伝送時または増幅時において発生する波形歪を抑圧する歪補償装置であって、前記電気信号を入力し、所定の位相差 θ を有する第1及び第2の信号に分岐し、出力する分岐・移相部と、前記分岐・移相部から出力された第1の信号を伝送する伝送部と、入出力伝達関数に非線形性を有し、前記分岐・移相部から出力された第2の信号を入力して、所定の次数の歪成分（以下、補償用歪と称す）を生成する歪発生部と、前記伝送部によって伝送された第1の信号と、前記歪発生部によって生成された前記所定の次数の補償用歪とを合波し、出力する結合部とを備える、歪補償装置。

【請求項2】 前記分岐・移相部は、前記電気信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、所定周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する第1の発振部と、前記第1の発振部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、前記第1の発振部から出力された第1のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、前記移相部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第2の周波数変換部と、所定周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する第2の発振部と、

前記第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、前記第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第1の信号（または前記第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、前記第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、前記第2の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第2の信号（または前記第1の信号）として出力する第4の周波数変換部とを含む、請求項1に記載の歪補償装置。

【請求項3】 前記分岐・移相部は、前記電気信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、所定周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する第1の発振部と、前記第1の発振部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、

前記第1の発振部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第2の周波数変換部と、所定周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する第2の発振部と、前記第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、前記第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第1の信号（または前記第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、前記第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、前記第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第2の信号（または前記第1の信号）として出力する第4の周波数変換部とを含む、請求項1に記載の歪補償装置。

【請求項4】 前記分岐・移相部は、所定周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する第1の発振部と、前記第1の発振部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、前記電気信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、前記第1の周波数変換部から出力された信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、所定周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する第2の発振部と、前記第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第1の信号（または前記第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、前記第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第2の信号（または前記第1の信号）として出力する第4の周波数変換部とを含む、請求項1に記載の歪補償装置。

【請求項5】 前記移相部は、前記第1の発振部から出力された所定周波数 f_1 の第1のローカル信号に対する前記所定の位相量 θ に相当する遅延量 T_d として、 $T_d = \theta / (2\pi f_1)$ で表される遅延を、当該第1のローカル信号に与えて出力することを特徴とする、請求項2に記載の歪補償装置。

【請求項6】 前記移相部は、前記第2の発振部から出力された所定の周波数 f_2 の第2のローカル信号に対する前記所定の位相量 θ に相当する遅延量 T_d として、

$$T d = \theta / (2 \pi f_2)$$

で表される遅延を、当該第2のローカル信号に与えて出力することを特徴とする、請求項3または4に記載の歪補償装置。

【請求項7】 前記所定周波数 f_1 と、前記所定周波数 f_2 とが、等しいことを特徴とする、請求項2～6のいずれかに記載の歪補償装置。

【請求項8】 前記分岐・移相部は、前記電気信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、

所定周波数 f_1 のローカル信号を出力する発振部と、前記発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、前記発振部から出力されたローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、

前記移相部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第2の周波数変換部と、前記発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第1の信号（または前記第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、

前記発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記第2の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第2の信号（または前記第1の信号）として出力する第4の周波数変換部とを含む、請求項1に記載の歪補償装置。

【請求項9】 前記分岐・移相部は、前記電気信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、

所定周波数 f_1 のローカル信号を出力する発振部と、前記発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、前記発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第2の周波数変換部と、前記発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第1の信号（または前記第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、

前記発振部から出力されたローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、

前記移相部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記第2の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第2の信号（または前記第1の信号）として出力する第4の周波数

変換部とを含む、請求項1に記載の歪補償装置。

【請求項10】 前記分岐・移相部は、所定周波数 f_1 のローカル信号を出力する発振部と、前記発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記電気信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、前記第1の周波数変換部から出力された信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、前記発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第1の信号（または前記第2の信号）として出力する第2の周波数変換部と、前記発振部から出力されたローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、前記移相部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、前記分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、前記第2の信号（または前記第1の信号）として出力する第3の周波数変換部とを含む、請求項1に記載の歪補償装置。

【請求項11】 前記移相部は、前記発振部から出力された所定周波数 f_1 のローカル信号に対する前記所定の位相量 θ に相当する遅延量 $T d$ として、

$T d = \theta / (2 \pi f_1)$
で表される遅延を、当該ローカル信号に与えて出力することを特徴とする、請求項8～10のいずれかに記載の歪補償装置。

【請求項12】 前記所定の第1の周波数変換が、アップコンバート方式であり、

30 前記所定の第2の周波数変換が、ダウンコンバート方式であることを特徴とする、請求項2～6および8～11のいずれかに記載の歪補償装置。

【請求項13】 前記所定の第1の周波数変換が、ダウンコンバート方式であり、

前記所定の第2の周波数変換が、アップコンバート方式であることを特徴とする、請求項2～6および8～11のいずれかに記載の歪補償装置。

【請求項14】 前記 θ は、90度または270度（ $\pi/2$ ラジアンまたは $3\pi/2$ ラジアン）であることを特徴とする、請求項1～13のいずれかに記載の歪補償装置。

【請求項15】 前記分岐・移相部は、前記電気信号を入力し、所定の位相差90度（ $\pi/2$ ラジアン）を有する第1及び第2の信号に分岐し、出力する90度分岐器からなる、請求項1に記載の歪補償装置。

【請求項16】 前記結合部に代えて、前記伝送部によって伝送された第1の信号と、前記歪発生部によって生成された補償用歪とを、逆相で合成し、出力する逆相結合部を備える、請求項14または15に

記載の歪補償装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、歪補償装置に関するもので、より特定的には、入力された電気信号に対して、伝送時または増幅時において発生する波形歪を抑圧する歪補償装置に関するもの。

【0002】

【従来の技術】図9は、従来の歪補償装置の構成を示すブロック図である。図9において、歪補償装置は、多チャンネル信号源900と、逆相分岐部901と、伝送部909と、歪発生部910と、結合部911を備えている。

【0003】上記のように構成された歪補償装置において、多チャンネル信号源900は、周波数多重された多チャンネル信号を出力する。逆相分岐部901は、多チャンネル信号源900から出力された多チャンネル信号を第1の信号と第2の信号とに2分岐し、より具体的には、第1の信号および第2の信号が位相関係に関して互いに逆相になるように、即ち両信号が180度(πラジアン)の位相差を有するように2分岐する。伝送部909は、逆相分岐部901から出力された第1の信号を伝送する。歪発生部910は、非線形電気デバイス(ダイオードなど)の入出力伝達関数に関する非線形性を利用して、例えば3次の歪成分(以下、3次補償用歪と称す)を発生させ、これを抽出する。この歪発生部910の構成は、例えば文献(M. Nazarathy et

al., "Progress in External Line Modulated AM CATV Transmission Systems", JLT, vol. 11, No. 1, January 1993.)などに示されている。結合部911は、伝送部909からの第1の信号と、歪発生部910からの3次補償用歪とを合波し、出力する。なお、逆相分岐部901から、伝送部909を経て結合部911に達する経路と、歪発生部910を経て結合部911に達する経路との各伝搬遅延量(伝搬時間)は、等しくなるように設定される。

【0004】一般に、電気信号に対し増幅系等の非線形性によって発生する歪成分(これは、非直線歪と呼ばれる)は、もとの電気信号(以下、元信号と称す)に対して同相または逆相の位相関係を有している。例えば、図10にベクトル図で示すように、3次の非直線歪は同相の位相関係を有している。これに対し、図9に示した歪補償装置では、第1の信号に対して逆相の第2の信号を歪発生部910に入力して3次補償用歪を発生させ、これを第1の信号と同相の位相関係で合波することにより、3次補償用歪と元信号(第1の信号)との位相関係は、増幅系等で発生する非直線歪と元信号との位相関係に対して逆になる。すなわち、図11にベクトル図で示すように、歪発生部910で発生する3次補償用歪は、

元信号に対して逆相の位相関係を有することになる。

【0005】以上のように、本歪補償装置において発生させる3次補償用歪は、増幅器等の入出力伝達関数の非直線性により生じる3次の非直線歪に対して逆相の関係を有する。さらに、この3次補償用歪の振幅レベルを最適に調整することによって、図9に示す従来の歪補償装置では、3次の非直線歪と3次補償用歪とが互いに相殺し合い、これによって、低歪の高品質な波形再生を実現できる。なお、図9に示す従来の歪補償装置は、3次の非直線歪を補償するとして説明したが、歪発生部910で2次の補償用歪を生成させれば、2次の非直線歪を補償する場合にも容易に適用可能である。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、FM(周波数変調)信号伝送における群遅延歪や、光伝送における波長分散歪などの直線歪は、図12に示すように元信号に対し±90度の位相関係を有するため、元信号に対し逆相または同相の補償用歪を発生させる従来の歪補償装置では、当該直線歪の相殺、抑圧は不可能である。あるいは、逆相分岐部901から、伝送部909を経て結合部911に達する経路と、歪発生部910を経て結合部911に達する経路との各伝搬遅延量を適当に調整することによって、特定周波数においてのみ、補償用歪を直線歪に対して逆相に設定し、これを抑圧することが可能であるが、広帯域に亘ってこのような逆相関係に保つことは不可能である。このため、多チャンネル信号などの広帯域な電気信号の伝送時などに発生する直線歪の補償が困難であるという課題を有していた。

【0007】それ故に、本発明の目的は、元信号に対して任意の位相関係を有する歪を広帯域に亘って相殺し、抑圧することのできる歪補償装置を提供することである。

【0008】

【課題を解決するための手段および発明の効果】第1の発明は、電気信号の伝送時または増幅時において発生する波形歪を抑圧する歪補償装置であって、電気信号を入力し、所定の位相差θを有する第1及び第2の信号に分岐し、出力する分岐・移相部と、分岐・移相部から出力された第1の信号を伝送する伝送部と、入出力伝達関数に非線形性を有し、分岐・移相部から出力された第2の信号を入力して、所定の次数の歪成分(以下、補償用歪と称す)を生成する歪発生部と、伝送部によって伝送された第1の信号と、歪発生部によって生成された補償用歪とを合波し、出力する結合部とを備える。

【0009】上記第1の発明では、分岐・移相部は、電気信号を2分岐し、かつ位相関係に関し、互いに位相差θを有する第1の信号および第2の信号を生成する。歪発生部が第2の信号を用いて生成した補償用歪は、第1の信号に対して位相差θを保つため、伝送系等で発生する歪成分が、電気信号(元信号)に対しこなる位相差

を有する場合においても、分歧・移相部における第1の信号と第2の信号の位相差 θ を最適に調整することによって、これを相殺し、抑圧することができる。

【0010】第2の発明は、第1の発明において、分歧・移相部が、電気信号を2つの信号に分歧し、出力する分歧部と、所定周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する第1の発振部と、第1の発振部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、分歧部から出力された一方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、第1の発振部から出力された第1のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、移相部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、分歧部から出力された他方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第2の周波数変換部と、所定周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する第2の発振部と、第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第1の信号（または第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、第2の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第2の信号（または第1の信号）として出力する第4の周波数変換部とを含む。

【0011】上記第2の発明では、第1の発明における任意の位相差 θ を有する第1の信号と第2の信号を生成するための構成として、電気信号を2分歧した後、各々について、所定の第1の周波数変換および所定の第2の周波数変換を施す。この時、2分歧された一方の信号に対する所定の第1の周波数変換のための局部発振信号として、第1のローカル信号をそのまま使用し、他方の信号に対する所定の第1の周波数変換のための局部発振信号として、第1のローカル信号の位相を所定量 θ ずらした信号を使用する。また、両信号に対する所定の第2の周波数変換のための局部発振信号として、同一の第2のローカル信号を使用する。これによって、第2の周波数変換後の第1の信号および第2の信号の位相差は、第1の周波数変換において各々局部発振信号として使用した信号の位相差 θ に一致し、これを任意に設定することによって、任意の位相差 θ を有する第1の信号および第2の信号を生成することができる。

【0012】第3の発明は、第1の発明において、分歧・移相部が、電気信号を2つの信号に分歧し、出力する分歧部と、所定周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する第1の発振部と、第1の発振部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、分歧部から出力された一方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、第1の発振部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、分歧部から出力された他方の信号に対して所定の第1の周波数変換

を行う第2の周波数変換部と、所定周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する第2の発振部と、第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第1の信号（または第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、第2の発振部から出力された第2のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、移相部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、第2の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第2の信号（または第1の信号）として出力する第4の周波数変換部とを含む。

【0013】上記第3の発明では、第1の発明における任意の位相差 θ を有する第1の信号と第2の信号を生成するための構成として、電気信号を2分歧した後、各々について、所定の第1の周波数変換および所定の第2の周波数変換を施す。この時、2分歧された両信号に対する所定の第1の周波数変換のための局部発振信号として、共に同一の第1のローカル信号を使用する。また、

20 2分歧された一方の信号に対する所定の第2の周波数変換のための局部発振信号として、第2のローカル信号をそのまま使用し、他方の信号に対する所定の第2の周波数変換のための局部発振信号として、第2のローカル信号の位相を所定量 θ ずらした信号を使用する。これによって、第2の周波数変換後の第1の信号および第2の信号の位相差は、第2の周波数変換において各々局部発振信号として使用した信号の位相差 θ に一致し、これを任意に設定することによって、任意の位相差 θ を有する第1の信号および第2の信号を生成することができる。

30 30 【0014】第4の発明は、第1の発明において、分歧・移相部が、所定周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する第1の発振部と、第1の発振部から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、電気信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、第1の周波数変換部から出力された信号を2つの信号に分歧し、出力する分歧部と、所定周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する第2の発振部と、第2の発振部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、分歧部から出力された一方の信号に対して所定の

40 第2の周波数変換を行い、第1の信号（または第2の信号）として出力する第2の周波数変換部と、第2の発振部から出力された第2のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、移相部から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、分歧部から出力された他方の信号に対する所定の第2の周波数変換を行い、第2の信号（または第1の信号）として出力する第3の周波数変換部とを含む。

50 50 【0015】上記第4の発明では、第1の発明における任意の位相差 θ を有する第1の信号と第2の信号を生成するための構成として、電気信号に所定の第1の周波数

変換を施した後、2分岐し、各々について所定の第2の周波数変換を施す。この時、2分岐された一方の信号に対する所定の第2の周波数変換のための局部発振信号として、第2のローカル信号をそのまま使用し、他方の信号に対する所定の第2の周波数変換のための局部発振信号として、第2のローカル信号の位相を所定量 θ ずらした信号を使用する。これによって、第2の周波数変換後の第1の信号および第2の信号の位相差は、第2の周波数変換において各々局部発振信号として使用した信号の位相差 θ に一致し、これを任意に設定することによって、任意の位相差 θ を有する第1の信号および第2の信号を生成することができる。

【0016】第5の発明は、第2の発明において、移相部が、第1の発振部から出力された所定周波数 f_1 の第1のローカル信号に対する所定の位相量 θ に相当する遅延量 Td として、

$$Td = \theta / (2\pi f_1)$$

で表される遅延を、当該第1のローカル信号に与えて出力することを特徴とする。

【0017】第6の発明は、第3または第4の発明において、移相部が、第2の発振部から出力された所定周波数 f_2 の第2のローカル信号に対する所定の位相量 θ に相当する遅延量 Td として、

$$Td = \theta / (2\pi f_2)$$

で表される遅延を、当該第2のローカル信号に与えて出力することを特徴とする。

【0018】上記第5および第6の発明では、移相部は、所定の周波数 f_x （ x は1または2）の第 x のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力するために、

$$Td = \theta / (2\pi f_x)$$

で表される遅延量 Td を、第 x のローカル信号に与える構成により、容易に実現される。

【0019】第7の発明は、第2～第6のいずれかの発明において、所定周波数 f_1 と、所定周波数 f_2 とが、等しいことを特徴とする。

【0020】上記第7の発明では、第1のローカル信号の周波数 f_1 と、第2のローカル信号の周波数 f_2 とを、等しく設定することによって、第1の周波数変換および第2の周波数変換後の第1の信号および第2の信号の占有周波数帯域が、元の電気信号の占有周波数帯域と一致するので、伝送系等のシステム設計をより容易にすることができる。

【0021】第8の発明は、第1の発明において、分岐・移相部が、電気信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、所定周波数 f_1 のローカル信号を出力する発振部と、発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、発振部から出力されたローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして

相量 θ ずらして出力する移相部と、移相部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第2の周波数変換部と、発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第1の信号（または第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、第2の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第2の信号（または第1の信号）として出力する第4の周波数変換部とを含む。

【0022】上記第8の発明では、第1の発明における任意の位相差 θ を有する第1の信号と第2の信号を生成するための構成として、単一の発振部からのローカル信号を用いて、第2の発明と同様の第1の周波数変換および第2の周波数変換を、電気信号を2分岐した各々に対して施す。これによって、第1の信号および第2の信号の占有周波数帯域が、元の電気信号の占有周波数帯域と完全に一致することを容易に可能とする。そのため、伝送系等のシステム設計をより容易にすると共に、分岐・位相部の構成を簡素化しコストダウンを図ることができる。

【0023】第9の発明は、第1の発明において、分岐・移相部が、電気信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、所定周波数 f_1 のローカル信号を出力する発振部と、発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第2の周波数変換部と、発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、第1の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第1の信号（または第2の信号）として出力する第3の周波数変換部と、発振部から出力されたローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、移相部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、第2の周波数変換部から出力された信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第2の信号（または第1の信号）として出力する第4の周波数変換部とを含む。

【0024】上記第9の発明では、第1の発明における任意の位相差 θ を有する第1の信号と第2の信号を生成するための構成として、単一の発振部からのローカル信号を用いて、第3の発明と同様の第1の周波数変換および第2の周波数変換を、電気信号を2分岐した各々に対して施す。これによって、第1の信号および第2の信号の占有周波数帯域が、元の電気信号の占有周波数帯域と完全に一致することを容易に可能とする。そのため、伝

送系等のシステム設計をより容易にすると共に、分岐・位相部の構成を簡素化しコストダウンを図ることができる。

【0025】第10の発明は、第1の発明において、分岐・移相部が、所定周波数 f_1 のローカル信号を出力する発振部と、発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、電気信号に対して所定の第1の周波数変換を行う第1の周波数変換部と、第1の周波数変換部から出力された信号を2つの信号に分岐し、出力する分岐部と、発振部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、分岐部から出力された一方の信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第1の信号（または第2の信号）として出力する第2の周波数変換部と、発振部から出力されたローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力する移相部と、移相部から出力されたローカル信号を局部発振信号として、分岐部から出力された他方の信号に対して所定の第2の周波数変換を行い、第2の信号（または第1の信号）として出力する第3の周波数変換部とを含む。

【0026】上記第10の発明では、第1の発明における任意の位相差 θ を有する第1の信号と第2の信号を生成するための構成として、単一の発振部からのローカル信号を用いて、第4の発明と同様の第1の周波数変換および第2の周波数変換を、電気信号を2分岐した各々に対して施す。これによって、第1の信号および第2の信号の占有周波数帯域が、元の電気信号の占有周波数帯域と完全に一致することを容易に可能とする。そのため、伝送系等のシステム設計をより容易にすると共に、分岐・位相部の構成を簡素化しコストダウンを図ることができる。

【0027】第11の発明は、第8～第10のいずれかの発明において、移相部が、発振部から出力された所定周波数 f_1 のローカル信号に対する所定の位相量 θ に相当する遅延量 T_d として、

$$T_d = \theta / (2\pi f_1)$$

で表される遅延を、当該ローカル信号に与えて出力することを特徴とする。

【0028】上記第11の発明では、移相部は、所定周波数 f_1 のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ ずらして出力するために、

$$T_d = \theta / (2\pi f_1)$$

で表される遅延量 T_d を、ローカル信号に与える構成により、容易に実現される。

【0029】第12の発明は、第2～第6および第8～第11のいずれかの発明において、所定の第1の周波数変換が、アップコンバート方式であり、所定の第2の周波数変換が、ダウンコンバート方式であることを特徴とする。

【0030】第13の発明は、第2～第6および第8～第11のいずれかの発明において、所定の第1の周波数

変換が、ダウンコンバート方式であり、所定の第2の周波数変換が、アップコンバート方式であることを特徴とする。

【0031】上記第12の発明では、所定の第1の周波数変換として、周波数 f の電気信号を、周波数 $|f + f_1|$ に変換するアップコンバート方式を採用し、所定の第2の周波数変換として、周波数 $|f + f_1 - f_1|$ に変換するダウンコンバート方式を採用する。また、上記第13の発明では、所定の第1の周波数変換として、周波数 f の電気信号を、周波数 $|f - f_1|$ に変換するダウンコンバート方式を採用し、所定の第2の周波数変換として、周波数 $|f - f_1| + f_1$ に変換するアップコンバート方式を採用する。これによって、第1の周波数変換および第2の周波数変換後の第1の信号および第2の信号の占有周波数帯域が、元の電気信号の占有周波数帯域に対し大幅に変更しなくて済むため、または、元の電気信号の占有周波数帯域と完全に一致するため、伝送系等のシステム設計をより容易にする。

【0032】第14の発明は、第1から第13のいずれかの発明において、 θ が、90度または270度（ $\pi/2$ ラジアンまたは $3\pi/2$ ラジアン）であることを特徴とする。

【0033】FM（周波数変調）信号伝送時における群遅延歪や、光伝送時における波長分散歪などの直線歪は、伝送すべき元信号に対して+90度または-90度の位相差を有している。上記第14の発明では、第1の信号と第2の信号の位相差を270度または90度に設定することで、元信号（第1の信号）に対する補償用歪の位相差を±90度とし、特に上記直線歪に対応した歪補償を実現することができる。

【0034】第15の発明は、第1の発明において、分岐・移相部が、電気信号を入力し、所定の位相差90度（ $\pi/2$ ラジアン）を有する第1及び第2の信号に分岐し、出力する90度分岐器からなる。

【0035】上記第15の発明では、分岐・位相部として、第1の信号と第2の信号との位相差 θ が90度になるような90度分岐器（カプラ）を用いることによって、より簡単な構成で直線歪に特化した歪補償を実現することができる。

【0036】第16の発明は、第14または第15の発明において、結合部に代えて、伝送部によって伝送された第1の信号と、歪発生部によって生成された補償用歪とを、逆相で合成し、出力する逆相結合部を備える。

【0037】上記第16の発明では、元信号（第1の信号）と、補償用歪とを結合する際に、これらが逆相になるようにすることによって、元信号に対する補償用歪の位相差を90度または-90度に設定し、より柔軟に直線歪に対応できる歪補償を実現することができる。

【0038】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の第1の実施形態

に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。図1において、歪補償装置は、多チャンネル信号源100と、分岐部101と、第1の発振部102と、移相部103と、第1の周波数変換部104と、第2の周波数変換部105と、第2の発振部106と、第3の周波数変換部107と、第4の周波数変換部108と、伝送部109と、歪発生部110と、結合部111とを備える。分岐部101と、第1および第2の発振部102および106と、移相部103と、第1、第2、第3および第4の周波数変換部104、105、107および108が、分岐・移相部1000を構成する。

【0039】次に、図1に示す歪補償装置の動作を説明する。多チャンネル信号源100は、歪補償の対象となる電気信号として、周波数多重され広帯域な周波数領域を占有する多チャンネル信号を出力する。分岐部101は、多チャンネル信号源100から出力された電気信号を2分岐する。第1の発振部102は、周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する。第1の周波数変換部104は、第1の発振部102から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、分岐部101から出力される一方の信号に対して、所定の第1の周波数変換を施し、出力する。今、第1のローカル信号を

$$\cos(2\pi f_1 t) \dots (1)$$

と表し、多チャンネル信号源100から出力される電気信号、または分岐部101から出力される電気信号を、例えば、1チャンネルの信号として、

$$\cos(2\pi f t) \dots (2)$$

と表すと、所定の第1の周波数変換として、アップコンパート方式を採用した場合、第1の周波数変換部104からは、

*30

$$0.25 \cos(2\pi(f + f_1 - f_2)t) \dots (8)$$

で表される。

【0042】伝送部109は第1の信号を伝送し、歪発生部110は、例えば従来技術で説明したような構成を有しており、第2の信号を用いて所定の次数の歪成分（以下、補償用歪と称す）を生成する。結合部111は、伝送部109によって伝送される第1の信号と、歪発生部110によって生成された補償用歪とを合波し、出力する。

【0043】以上説明したように、第1の実施形態によれば、2分岐された電気信号の一方に対して、第1のローカル信号をそのまま局部発振信号に用いて、所定の第1の周波数変換を施す。その他方に対して、第1のローカル信号を所定の位相量 θ ずらした信号を局部発振信号に用いて、所定の第1の周波数変換を施す。この第1の周波数変換が施された2つの信号に対して、同一の局部発振信号（第2のローカル信号）を用いて、所定の第2の周波数変換を施す。これによって、上式（7）と（8）とを比較して明らかなように、互いに位相差 θ を有する第1の信号および第2の信号が、分岐・位相部1

$$* 0.5 \cos(2\pi(f + f_1)t) \dots (3)$$

で表される信号が出力される。

【0040】移相部103は、第1の発振部102から出力される第1のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ だけずらす。第2の周波数変換部105は、移相部103から出力される第1のローカル信号を局部発振信号として、分岐部101から出力される他方の信号に対して、所定の第1の周波数変換を施し、出力する。この移相部103から出力される第1のローカル信号は、

$$10 \cos(2\pi f_1 t + \theta) \dots (4)$$

で表されるため、第2の周波数変換部105から出力される第2の信号は、

$$0.5 \cos(2\pi(f + f_1)t + \theta) \dots (5)$$

で表される。

【0041】第2の発振部106は、周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する。第3の周波数変換部107および第4の周波数変換部108は、第2の発振部106から出力される第2のローカル信号を局部発振信号として、第1の周波数変換部104および第2の周波数変換部105からの出力信号に対して、所定の第2の周波数変換を施し、第1の信号および第2の信号として出力する。今、第2のローカル信号を、

$$\cos(2\pi f_2 t) \dots (6)$$

で表し、さらに、所定の第2の周波数変換としてダウンコンバート方式を採用した場合、第3の周波数変換部107から出力される第1の信号は、

$$0.25 \cos(2\pi(f + f_1 - f_2)t) \dots (7)$$

で表され、また、第4の周波数変換部108から出力される第2の信号は、

*30

$$0.25 \cos(2\pi(f + f_1 - f_2)t + \theta) \dots (8)$$

000から出力されることとなる。この位相差 θ は、移相部103が第1のローカル信号をずらすための位相量 θ を調整することによって、任意に設定することが可能である。例えば、歪発生部110が、図2に示すように、第2の信号に対して同相の補償用歪を生成した場合、この補償用歪は、第1の信号に対して位相差 θ を有する。そのため、結合部111が、この補償用歪を第1の信号（元信号）と結合し出力することによって、本歪

40 補償装置は、元信号に対して伝送系等で生じるいかなる位相の歪成分に対しても、これを相殺することのできる任意の位相の補償用歪を発生させることができる。また、以上の説明では、多チャンネル信号源100から出力される電気信号、または分岐部101から出力される電気信号を1チャンネル信号としたが、上式（1）～（8）を参照すれば明らかなように、多チャンネル信号の場合であっても、その占有周波数帯域全般に亘って、第1の信号および第2の信号は、互いに位相差 θ を有する。これによって、元信号に対して任意の位相関係を有する歪を広帯域に亘って相殺、抑圧することが可能にな

50

る。

【0044】また、位相差 θ を90度または270度に設定することで、元信号（第1の信号）に対する補償用歪の位相差が±90度となる。これによって、元信号に対して270度または90度の位相関係で発生する直線歪に対応した歪補償を実現することができる。なお、所定の第1の周波数変換としてダウンコンバート方式を適用し、所定の第2の周波数変換としてアップコンバート方式を適用した場合にも、同様の効果を得ることができる。

【0045】図3は、本発明の第2の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。図3において、歪補償装置は、図1に示す歪補償装置と比較して、同一の構成部品からなるが、その接続関係が部分的に相違する点で異なる。そのため、図3において、図1に示す構成部品と同一の構成部品には同一の参照番号を付し、この相違点を中心に説明する。

【0046】多チャンネル信号源100は、多チャンネル信号を出力する。分岐部101は、多チャンネル信号源100から出力された電気信号を2分岐する。第1の発振部102は、周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する。第1の周波数変換部104および第2の周波数変換部105は、第1の発振部102から出力された第1のローカル信号を局部発振信号として、分岐部101から出力される一方および他方の信号に対して、所定の第1の周波数変換を施し、出力する。第2の発振部106は、周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する。第3の周波数変換部107は、第2の発振部106から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、第1の周波数変換部104からの出力信号に対して、所定の第2の周波数変換を施し、第1の信号として出力する。移相部103は、第2の発振部106から出力された第2のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ だけずらす。第4の周波数変換部108は、移相部103から出力される第2のローカル信号を局部発振信号として、第2の周波数変換部105からの出力信号に対して、所定の第2の周波数変換を施し、第2の信号として出力する。伝送部109は第1の信号を伝送し、歪発生部110は第2の信号を用いて補償用歪を生成する。結合部111は、伝送部109によって伝送される第1の信号と、歪発生部110によって生成された補償用歪とを合波し、出力する。

【0047】以上説明したように、第2の実施形態によれば、2分岐された電気信号のそれぞれに対して、同一の局部発振信号（第1のローカル信号）を用いた所定の第1の周波数変換を施した後、所定量の位相差 θ を有する局部発振信号（第2のローカル信号）を用いて、所定の第2の周波数変換を施すことにより、広帯域に亘って、互いに位相差 θ を有する第1の信号および第2の信号を出力する。

【0048】図4は、本発明の第3の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。図4において、歪補償装置は、図3に示す歪補償装置と比較して、周波数変換部を3個しか備えない点と、各構成部品の接続関係が部分的に相違する点とで異なる。なお、図4に示す第2の周波数変換部は、図3に示す第3の周波数変換部に相当するため、両者には同一の参照番号107を付していること、および、図4に示す第3の周波数変換部は、図3に示す第4の周波数変換部に相当するため、両者には同一の参照番号108を付していることには、注意を要する。また、図4に示すその他の構成部品において、図3に示す構成部品と同一のものには同一の参照番号を付し、この相違点を中心に説明する。

【0049】第1の発振部102は、周波数 f_1 の第1のローカル信号を出力する。第1の周波数変換部104は、第1の発振部102から出力される第1のローカル信号（周波数 f_1 ）を局部発振信号として、多チャンネル信号源100から出力される多チャンネル信号に対して、所定の第1の周波数変換を施し、出力する。分岐部101は、第1の周波数変換部104から出力された電気信号を2分岐する。第2の発振部106は、周波数 f_2 の第2のローカル信号を出力する。第2の周波数変換部107は、第2の発振部106から出力された第2のローカル信号を局部発振信号として、分岐部101から出力される一方の信号に対して、所定の第2の周波数変換を施し、第1の信号として出力する。移相部103は、第2の発振部106から出力された第2のローカル信号の位相を、所定の位相量 θ だけずらす。第3の周波数変換部108は、移相部103から出力される第2のローカル信号を局部発振信号として、分岐部101から出力される他方の信号に対して、所定の第2の周波数変換を施し、第2の信号として出力する。結合部111は、伝送部109によって伝送される第1の信号と、歪発生部110によって生成された補償用歪とを合波し、出力する。

【0050】以上説明したように、第3の実施形態によれば、多チャンネル信号に所定の第1の周波数変換を施した後、2分岐する。分岐された一方の信号に対して、第2のローカル信号をそのまま局部発振信号として用いて、所定の第2の周波数変換を施し、他方の信号に対して、第2のローカル信号に対して位相差 θ を有する局部発振信号を用いて、所定の第2の周波数変換を施すことにより、広帯域に亘って、互いに位相差 θ を有する第1の信号および第2の信号を出力する。さらに、第3の実施形態によれば、第1および第2の実施形態と比較して、周波数変換部の個数が少なくなるため、歪補償装置のコストダウンが可能となる。

【0051】次に、本発明の第4の実施形態に係る歪補償装置について説明する。本実施形態の歪補償装置は、図1に示す歪補償装置と比較して、同様の構成および動

作を有するため、その図示および説明を省略するが、移相部103の構成を具体化した点で相違する。以下、この相違点を説明する。本実施形態の移相部103は、入力された第1のローカル信号を所定の遅延量Tdだけ遅延させる。この遅延量Tdは、第1のローカル信号の周波数f1と、移相部103がずらすべき位相量θとに対*

$$\cos(2\pi f_1(t+Td)) = \cos(2\pi f_1 t + \theta) \cdots (10)$$

となり、前式(1)に対し位相差θを有する第1のローカル信号を作成することができる。

【0052】次に、本発明の第5の実施形態に係る歪補償装置について説明する。本実施形態の歪補償装置は、図3または図4に示す歪補償装置と比較して、同様の構成および動作を有するため、その図示および説明を省略するが、図3または図4に示す移相部103の構成を具体化した点で相違する。以下、この相違点を説明する。※

$$\cos(2\pi f_2(t+Td)) = \cos(2\pi f_2 t + \theta) \cdots (11)$$

となり、前式(6)に対し位相差θを有する第2のローカル信号を作成することができる。

【0053】次に、本発明の第6の実施形態に係る歪補償装置について説明する。本実施形態の歪補償装置は、従前の実施形態(第1から第5の実施形態)に係る歪補償装置のいずれかと同様の構成および動作を有するため、その図示および説明を省略するが、従前の実施形態における、所定の第1の周波数変換および所定の第2の周波数変換を具体化した点で相違する。第6の実施形態では、所定の第1の周波数変換としてアップコンバート方式を採用し、所定の第2の周波数変換としてダウンコンバート方式を採用する。これによって、図5に示すように、歪補償装置から出力される第1の信号の占有周波数帯域を、多チャンネル信号源100から出力される電気信号の周波数帯域の近傍に設定することが可能となり、歪補償装置の前後に接続される機器やシステム同士で良好な互換性(親和性)を実現し、システム設計を容易にする。なお、所定の第1の周波数変換としてダウンコンバート方式を採用し、所定の第2の周波数変換としてアップコンバート方式を採用する場合においても、同様の効果を得ることができる。

【0054】図6は、本発明の第7の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。図6において、歪補償装置は、図1に示す歪補償装置と比較して、第2の発振部106を備えない点と、各構成部品の接続関係が部分的に相違する点で異なる。そのため、図6において、図1に示す構成部品と同一の構成部品には同一の参照番号を付し、この相違点を中心に説明する。なお、図6に示す歪補償装置は、単一の発振部しか備えないで、第1の発振部102を単に発振部102と称する。

【0055】次に、図6に示す歪補償装置の動作を説明するが、図1に示す歪補償装置の動作との相違点のみを説明する。発振部102から出力される第1のローカル

*して、

$$Td = \theta / (2\pi f_1) \cdots (9)$$

を満足するように設定される。前式(1)で表される第1のローカル信号を、上記遅延量Tdだけ遅延させると、移相部103の出力信号は、

$$\cos(2\pi f_1 t + \theta) \cdots (10)$$

※本実施形態の移相部103は、入力された第2のローカル信号を、所定の遅延量Tdだけ遅延させる。この遅延量Tdは、第2のローカル信号の周波数f2と、移相部103がずらすべき位相量θに対して、

$$Td = \theta / (2\pi f_2) \cdots (11)$$

を満足するように設定される。前式(6)で表される第2のローカル信号を、上記遅延量Tdだけ遅延させると、移相部103の出力信号は、

$$\cos(2\pi f_2 t + \theta) \cdots (12)$$

信号は、第1の周波数変換部104、移相部103、第3の周波数変換部107および第4の周波数変換部108に入力される。その結果、第1の周波数変換および第2の周波数変換で用いられる局部発振信号の周波数は、同一のf1となる。これによって、図7に示すように、歪補償装置から出力される第1の信号の占有周波数帯域を、多チャンネル信号源100から出力される電気信号の周波数帯域と完全に一致させることができとなり、第6の実施形態と比較して、歪補償装置の前後に接続される他の機器やシステム同士でより高い互換性(親和性)を実現し、システム設計をより容易とする。

【0056】なお、第7の実施形態のように、第1の発振部102から出力される第1のローカル信号のみを用いて第1の周波数変換および第2の周波数変換を施す手法は、図3および図4に示す歪補償装置についても容易に適用できる。また、第7の実施形態で説明した移相部103もまた、具体的には、上式(9)で表される遅延量Td = θ / (2π f1)を、入力される第1のローカル信号に対して与えるように構成される。

【0057】以上説明した第1から第7の実施形態に係る歪み補償装置では、多チャンネル信号に対して発生する歪成分を広帯域に亘って補償するため、同一周波数であって位相差θを有する局部発振信号を用いて第1または第2の周波数変換を施して、第2の信号を生成していた。しかしながら、多チャンネル信号が、第1から第7の実施形態での多チャンネル信号よりも狭い周波数帯域を占有している場合には、以下の第8の実施形態に係る歪補償装置を適用することも可能である。

【0058】図8は、本発明の第8の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。図8において、歪補償装置は、図1等に示す歪み補償装置と比較すると、分岐・移相部1000に代えて、90度分岐器801を備える点で異なる。それ以外は同様であるため、相当する構成については同一の参照番号を付し、説明を

簡素化する。なお、第1の信号(元信号)に対して伝送系等で発生する直線歪の位相関係(+90度または-90度)に応じて、結合部111に代えて逆相結合部811を備える場合もある。

【0059】次に、図8に示す歪補償装置の動作を説明する。90度分岐器801は、多チャンネル信号源100から出力された多チャンネル信号を入力し、互いに90度の位相差θを有した2つの電気信号（第1の信号および第2の信号）に2分岐し、出力する。結合部111は、伝送部109によって伝送された第1の信号と歪発生部110が発生した補償用歪（第1の信号に対して逆相のもの）を合波して出力する。また、結合部111に代えて逆相結合部811を使用した場合、逆相結合部811は、第1の信号と補償用歪とを、互いに逆相に合波し、出力する。

【0060】以上説明したように、第8の実施形態によれば、90度の位相差 θ を有する第1の信号および第2の信号をより簡単な構成で生成し、これによって、第1の信号と90度の位相差を有する補償用歪を容易に作成する。この補償用歪を、結合部111または逆相結合部811により、第1の信号と合波することによって、元信号に対して+90度または-90度の位相差を有する補償用歪を作成することが可能となり、特に光伝送時の波長分散歪などの直線歪に対し有効かつ柔軟に対応できる歪補償装置を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図1に示す歪補償装置における、第1の信号と補償用歪との位相関係を説明するための模式図である。

【図3】本発明の第2の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の第3の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。

【図5】本発明の第6の実施形態に係る歪補償装置における

ける占有周波数帯域を説明するための模式図である。

【図6】本発明の第7の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。

【図7】本発明の第7の実施形態に係る歪補償装置における占有周波数帯域を説明するための模式図である。

【図8】本発明の第8の実施形態に係る歪補償装置の構成を示すブロック図である。

【図9】従来の歪補償装置の構成を示すブロック図である。

10 【図10】増幅系等で発生する3次の非線形歪と、元信号との位相関係を説明するための模式図である。

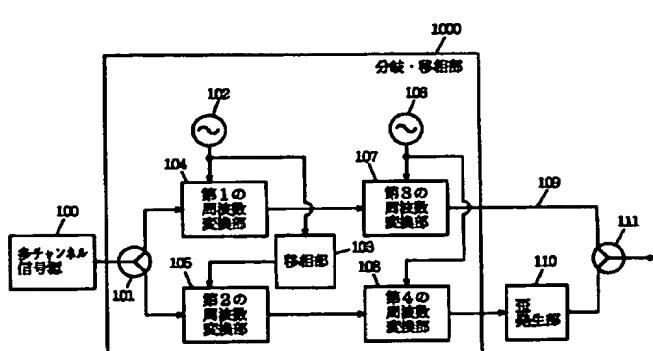
【図11】歪補償装置で発生させる3次の非線形歪（補償用歪）と、元信号との位相関係を説明するための模式図である。

【図12】伝送媒体等で発生する直線歪と、元信号との位相関係を説明するための模式図である。

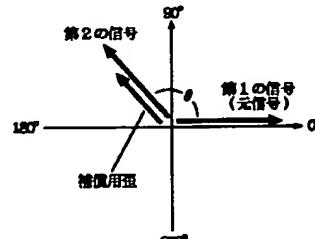
【符号の説明】

100…信号源
101…分岐部
20 102…第1の発振部
103…移相部
104…第1の周波数変換部
105…第2の周波数変換部
106…第2の発振部
107…第3の周波数変換部、図4に示す第2の周波数変換部
108…第4の周波数変換部、図4に示す第3の周波数変換部
109…伝送部
30 110…歪発生部
111…結合部
1000…分岐・移相部
801…90度分岐部
811…逆相結合部

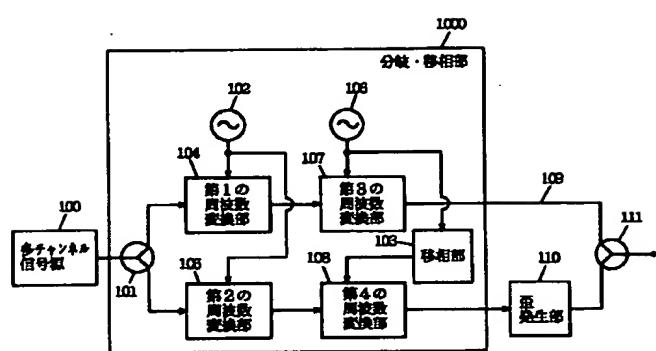
[図1]



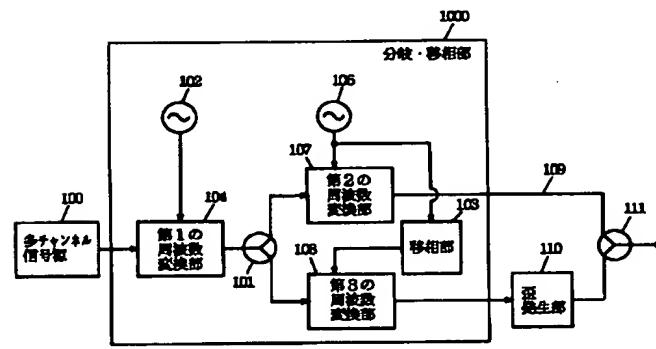
〔図2〕



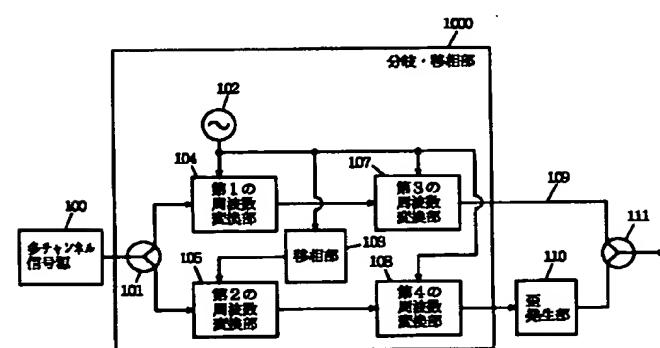
【図3】



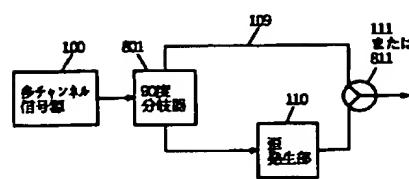
【図4】



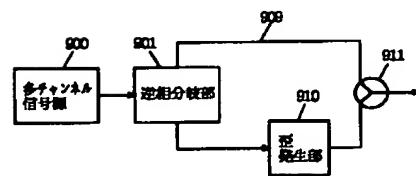
【図6】



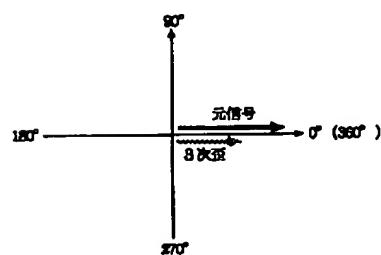
【図8】



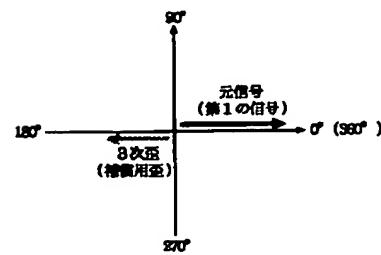
【図9】



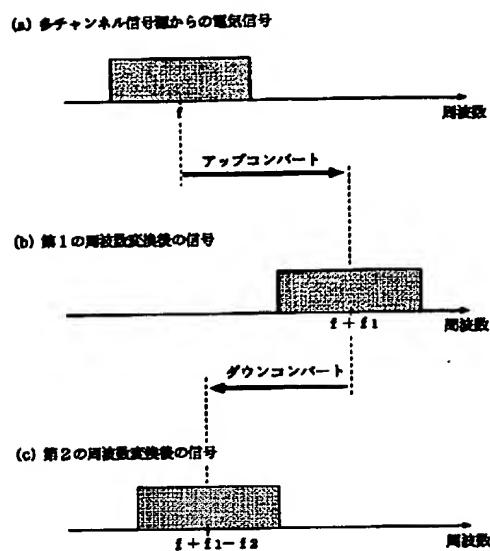
【図10】



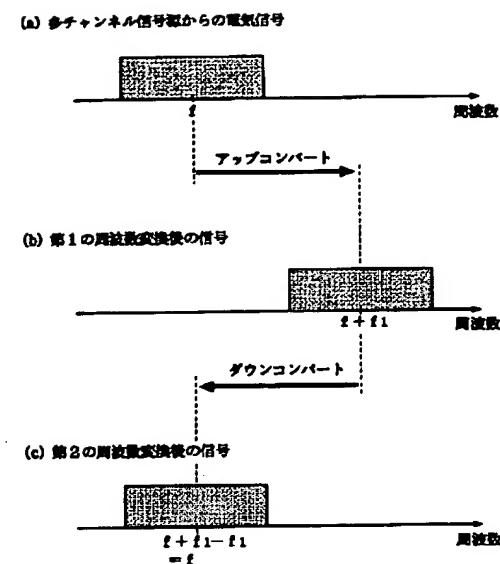
【図11】



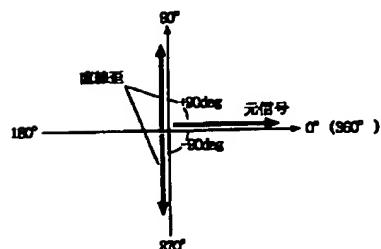
【図5】



【図7】



【図12】



PTO 04-2685

Japanese Kokai Patent Application
No. Hei 11[1999]-251972

DISTORTION COMPENSATION DEVICE

Masaru Fuse and Koichi Masuda

UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE
WASHINGTON, D.C. APRIL 2004
TRANSLATED BY THE RALPH MCELROY TRANSLATION COMPANY

JAPANESE PATENT OFFICE
PATENT JOURNAL (A)
KOKAI PATENT APPLICATION NO. HEI 11[1999]-251972

Int. Cl. ⁶ :	H 04 B 3/04 H 03 F 1/32
Filing No.:	Hei 10[1998]-51153
Filing Date:	March 3, 1998
Publication Date:	September 17, 1999
No. of Claims:	16 (Total of 13 pages; OL)
Examination Request:	Not filed

DISTORTION COMPENSATION DEVICE

[Yugami hoshō sochi]

Inventors:	Masaru Fuse and Koichi Masuda
Applicant:	0000005821 Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.

[There are no amendments to this patent.]

Claims

/2*

1. A distortion compensation device for suppressing waveform distortion generated during the transmission or amplification of an electronic signal, equipped with a branching/phase-shifting part which takes the aforementioned electronic signal as an input and branches it into first and second signals with prescribed phase difference θ for output, a transmission part which transmits the first signal output from the aforementioned branching/phase-shifting part, a distortion generating part having non-linear input/output transmission functions which takes the second signal output from the aforementioned branching/phase-shifting part as an input and generates distortion of a prescribed order (referred to as a compensative distortion hereinafter), and a

* [Numbers in right margin indicate pagination of the original text.]

coupling part which combines the first signal transmitted by the aforementioned transmission part with the aforementioned compensative distortion of the prescribed order generated by the aforementioned distortion generating part for output.

2. The distortion compensation device of Claim 1, in which the aforementioned branching/phase-shifting part contains a branching part which branches the aforementioned electronic signal into two signals for output, a first oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from the aforementioned branching part using the first local signal output from the aforementioned first oscillation part as a local oscillation signal, a phase-shifting part which outputs the first local signal output from the aforementioned first oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , a second frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the other signal output from the aforementioned branching part using the first local signal output from the aforementioned phase-shifting part as a local oscillation signal, a second oscillation part which outputs a second local signal with prescribed frequency f_2 , a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the aforementioned first frequency conversion part using the second local signal output from the aforementioned second oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned first signal (or the aforementioned second signal), and a fourth frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the aforementioned second frequency conversion part using the second local signal output from the aforementioned second oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned second signal (or the aforementioned first signal).

3. The distortion compensation device of Claim 1, in which the aforementioned branching/phase-shifting part contains a branching part which branches the aforementioned electronic signal into 2 signals for output, a first oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from the aforementioned branching part using the first local signal output from the aforementioned first oscillation part as a local oscillation signal, a second frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the other signal output from the aforementioned branching part using the first local signal output from the aforementioned first oscillation part as a local oscillation signal, a second oscillation part which outputs a second local signal with prescribed frequency f_2 , a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the aforementioned first frequency conversion part using the second local signal output from the aforementioned second oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the

aforementioned first signal (or the aforementioned second signal), a phase-shifting part which outputs the second local signal output from the aforementioned second oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , and a fourth frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the aforementioned second frequency conversion part using the second local signal output from the aforementioned phase-shifting part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned second signal (or the aforementioned first signal).

4. The distortion compensation device of Claim 1, in which the aforementioned branching/phase-shifting part contains a first oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the aforementioned electronic signal using the first local signal output from the aforementioned first oscillation part as a local oscillation signal, a branching part which branches the signal output from the aforementioned first frequency conversion part into two signals for output, a second oscillation part which outputs a second local signal with prescribed frequency f_2 , a second oscillation part which applies prescribed second frequency conversion to one of the signals output from the aforementioned branching part using the second local signal output from the aforementioned second oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned first signal (or the aforementioned second signal), a phase-shifting part which outputs the second local signal output from the aforementioned second oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , and a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the other signal output from the aforementioned branching part using the second local signal output from the aforementioned phase-shifting part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned second signal (or the aforementioned first signal).

5. The distortion compensation device of Claim 2, in which the aforementioned phase-shifting part outputs said first local signal after adding the delay expressed as

$$Td = \theta/(2\pi f_1)$$

as delay Td equivalent to the aforementioned prescribed phase angle θ for the first local signal with prescribed frequency f_1 output from the aforementioned first oscillation part to it.

6. The distortion compensation device of Claim 3 or 4, in which the aforementioned phase-shifting part outputs said second local signal after adding the delay expressed as

$$Td = \theta/(2\pi f_2)$$

as delay Td equivalent to the aforementioned prescribed phase angle θ for the second local signal with prescribed frequency f_2 output from the aforementioned second oscillation part to it.

7. The distortion compensation device of one of Claims 2 through 6, in which aforementioned prescribed frequency f_1 and aforementioned prescribed frequency f_2 are equal.

8. The distortion compensation device of Claim 1, in which the aforementioned branching/phase-shifting part contains a branching part which branches the aforementioned electronic signal into two signals for output, an oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from the aforementioned branching part using the local signal output from the aforementioned oscillation part as a local oscillation signal, a phase-shifting part which outputs the local signal output from the aforementioned oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , a second frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the other signal output from the aforementioned branching part using the local signal output from the aforementioned phase-shifting part as a local oscillation signal, a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the aforementioned first frequency conversion part using the local signal output from the aforementioned oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned first signal (or the aforementioned second signal), and a fourth frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the aforementioned second frequency conversion part using the local signal output from the aforementioned oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned second signal (or the aforementioned first signal).

9. The distortion compensation device of Claim 1, in which the aforementioned branching/phase-shifting part contains a branching part which branches the aforementioned electronic signal into two signals for output, an oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from the aforementioned branching part using the local signal output from the aforementioned oscillation part as a local oscillation signal, a second frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the other signal output from the aforementioned branching part using the local signal output from the aforementioned oscillation part as a local oscillation signal, a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the aforementioned first frequency conversion part using the local signal output from the aforementioned oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned first signal (or the aforementioned second signal), a phase-shifting part which outputs the local signal output from the aforementioned oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , and a fourth frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the aforementioned second frequency conversion part using the local signal output from the aforementioned phase-shifting part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned second signal (or the aforementioned first signal).

10. The distortion compensation device of Claim 1, in which the aforementioned branching/phase-shifting part contains an oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the aforementioned electronic signal output from the aforementioned branching part using the local signal output from the aforementioned oscillation part as a local oscillation signal, a branching part which branches the signal output from the aforementioned first frequency conversion part into two signals for output, a second frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to one of the signals output from the aforementioned branching part using the local signal output from the aforementioned oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned first signal (or the aforementioned second signal), a phase-shifting part which outputs the local signal output from the aforementioned oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , and a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the other signal output from the aforementioned branching part using the local signal output from the aforementioned phase-shifting part as a local oscillation signal and outputs it as the aforementioned second signal (or the aforementioned first signal).

11. The distortion compensation device of one of Claims 8 through 10, in which the aforementioned phase-shifting part outputs said local signal after adding the delay expressed as

$$T_d = \theta / (2\pi f_1)$$

as delay T_d equivalent to the aforementioned prescribed phase angle θ for the local signal with prescribed frequency f_1 output from the aforementioned oscillation part to it.

12. The distortion compensation device of one of Claims 2 through 6 and 8 through 11, in which the aforementioned prescribed first frequency conversion is performed by an up-conversion system, and the aforementioned prescribed second frequency conversion is performed by a down-conversion system.

13. The distortion compensation device of one of Claims 2 through 6 and 8 through 11, in which the aforementioned prescribed first frequency conversion is performed by a down-conversion system, and the aforementioned prescribed second frequency conversion is performed by an up-conversion system.

14. The distortion compensation device of one of Claims 1 through 13, in which aforementioned θ is 90° or 270° ($\pi/2$ radians or $3\pi/2$ radians)..

15. The distortion compensation device of Claim 1, in which the aforementioned branching-phase-shifting part is made of a 90° branching device which takes the aforementioned electronic signal as an input, branches it into first and second signals with the prescribed phase difference of 90° ($\pi/2$ radians) for output.

16. The distortion compensation device of Claim 14 or 15, equipped with an out-of-phase coupling part which combines the first signal transmitted by the aforementioned transmission part with the compensative distortion generated by the aforementioned distortion generating part for output in place of the aforementioned coupling part. /4

Detailed explanation of the invention

[0001]

Technical field of the invention

The present invention pertains to a distortion compensation device. More specifically, it pertains to a distortion compensation device for suppressing waveform distortion generated during the transmission or amplification of an input electronic signal.

[0002]

Prior art

Figure 9 is a block diagram showing the configuration of a conventional distortion compensation device. In Figure 9, the distortion compensation device is equipped with multi-channel signal source 900, opposite-phase branching part 901, transmission part 909, distortion signal generator 910, and coupling part 911.

[0003]

In the distortion compensation device with the aforementioned configuration, multi-channel signal source 900 outputs a frequency-multiplexed multi-channel signal. Opposite-phase branching part 901 branches the multi-channel signal output from multi-channel signal source 900 into 2 signals, that is, a first signal and a second signal. More specifically, it carries out the branching in such a way that the first signal and the second signal have opposite phase, that is, the signals are shifted in phase by 180° (π radians). Transmission part 909 transmits the first signal output from opposite-phase branching part 901. Distortion signal generator 910 generates a distortion element (referred to as a compensative distortion hereinafter), for example, utilizing the non-linearity of the input/output transmission functions of a non-linear electronic device (for example, a diode) and extracts it. The configuration of said distortion signal generator 910 is described in the literature, such as M. Nazarathy et al. "Progress in Externally Modulated AM CATV Transmission Systems," JLT, Vol. 1.11, No. 1, January 1993. Coupling part 911 combines the first signal from transmission part 909 with the tertiary compensative distortion from distortion signal generator 910 for output. Furthermore, respective propagation delays (propagation times) in the path which extends from opposite-phase branching part 901 to

coupling part 911 through transmission part 909 and the path which extends to coupling part 911 through distortion signal generator 910 are made equal.

[0004]

In general, a distortion element (this is called a non-linear distortion) generated by an electronic signal due to the tertiary non-linearity of an amplification system is in-phase or out-of-phase with the original electronic signal (referred to as the original signal hereinafter). For example, the phasor diagram of Figure 10 shows the non-linear distortion to be in-phase. On the other hand, in the case of the distortion compensation device shown in Figure 9, the second signal with opposite phase to the first signal is input to distortion signal generator 910 to generate the tertiary compensative distortion signal, which is combined in-phase with the first signal. As a result, the phase relationship between the tertiary compensative distortion and the original signal (the first signal) is opposite to the phase relationship between the non-linear distortion generated by the amplification system and the original signal. That is, as shown by the phasor diagram in Figure 11, the tertiary compensative distortion signal generated by distortion signal generator 910 is out of phase with the original signal.

[0005]

As described above, the compensative distortion generated by the present distortion compensation device shows an out of phase with respect to the tertiary non-linear distortion generated due to the non-linearity of the input/output functions of the amplifier. Furthermore, in the case of the conventional distortion compensation device shown in Figure 9, when the amplitude of said tertiary compensative distortion is controlled to achieve its optimum level, the tertiary non-linear distortion and the tertiary compensative distortion offset each other, and a waveform with little distortion can be regenerated as a result. Furthermore, the explanation assumed that the conventional distortion compensation as shown in Figure 9 device was to compensate the tertiary non-linear distortion, and it can easily be applied to the compensation of secondary non-linear distortion when distortion signal generator 910 is configured to generate a secondary compensative distortion.

[0006]

Problem to be solved by the invention

However, as shown in Figure 12, because a group delay distortion in the case of an FM (frequency modulation) signal transmission and a linear distortion, such as a wavelength dispersion distortion, in the case of an optical transmission have a phase of $\pm 90^\circ$ or so with respect to the original signal, offsetting and suppression of said linear distortion are impossible

with the conventional distortion compensation device which generates an out-of-phase or an in-phase compensative distortion with respect to the original signal. Alternatively, when the respective propagation delays in the path which extends from opposite phase branching part 901 to coupling part 911 through transmission part 909 and the path which extends to coupling part 911 through distortion signal generator 910 are appropriately controlled, the compensative distortion can be suppressed at a specific frequency only by setting it out of phase with the linear distortion. However, it is impossible to maintain such an out-of-phase relationship over a wide band. Thus, there was the problem that linear distortion generated during the transmission of a wide-band electronic signal, such as a multi-channel signal, was difficult to compensate for.

[0007]

Accordingly, the purpose of the present invention is to present a distortion compensation device capable of offsetting and suppressing distortion with an arbitrary phase relationship with respect to the original signal.

[0008]

Means to solve the problem and effects of the invention

The first invention is a distortion compensation device for suppressing waveform distortion generated during the transmission or amplification of an electronic signal, equipped with a branching/phase-shifting part which takes the electronic signal as an input and branches it into first and second signals with prescribed phase difference θ for output, a transmission part which transmits the first signal output from the branching/phase-shifting part, a distortion generating part having non-linear input/output transmission functions which takes the second signal output from the branching/phase-shifting part as an input and generates distortion of a prescribed order (referred to as a compensative distortion hereinafter), and a coupling part which combines the first signal transmitted by the transmission part with the compensative distortion of the prescribed order generated by the distortion generating part for output.

[0009]

In the aforementioned first invention, the branching/phase-shifting part branches the electronic signal into two and generates first and the second signals with a prescribed phase difference θ . Because the compensative distortion generated by the distortion generating part from the second signal maintains phase difference θ with respect to the first signal regardless of the phase difference a distortion element generated in the transmission system may have with respect to the electronic signal (the original signal), it can be suppressed and offset by controlling phase difference θ between the first signal and the second signal to its optimum level at the

branching/phase-shifting part.

[0010]

In the case of the second invention, in the distortion compensation device of the first invention, the branching/phase-shifting part contains a branching part which branches the electronic signal into two signals for output, a first oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from the branching part using the first local signal output from the first oscillation part as a local oscillation signal, a phase-shifting part which outputs the first local signal output from the first oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , a second frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the other signal output from the branching part using the first local signal output from the phase-shifting part as a local oscillation signal, a second oscillation part which outputs a second local signal with prescribed frequency f_2 , a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the first frequency conversion part using the second local signal output from the second oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the first signal (or the second signal), and a fourth frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the second frequency conversion part using the second local signal output from the second oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the second signal (or the first signal).

[0011]

In the aforementioned second invention, as the configuration for generating the first signal and the second signal with arbitrary phase difference θ in the first invention, after the electronic signal is branched into two signals, the prescribed first frequency and the prescribed second frequency conversion are applied to the respective signals. At this time, the first local signal is used as it is as the local oscillation signal used for the application of the prescribed first frequency conversion to one of the two branched signals, and the signal shifted by prescribed phase angle θ from the first local signal is used as the local oscillation signal used for the application of the prescribed first frequency conversion to the other signal. In addition, the same second local signal is used as the local oscillation signals used for the applications of the prescribed second frequency conversions to the signals. As a result, the phase difference between the first signal and the second signal after the second frequency conversions matches phase difference θ between the signals used as the local oscillation signals for the respective first frequency conversions, so that a first signal and a second signal with arbitrary phase difference θ can be generated as desired.

[0012]

In the case of the third invention, in the distortion compensation device of the first invention, the branching/phase-shifting part contains a branching part which branches the electronic signal into 2 signals for output, a first oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from the branching part using the first local signal output from the first oscillation part as a local oscillation signal, a second frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the other signal output from the branching part using the first local signal output from the first oscillation part as a local oscillation signal, a second oscillation part which outputs a second local signal with prescribed frequency f_2 , a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the first frequency conversion part using the second local signal output from the second oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the first signal (or the second signal), a phase-shifting part which outputs the second local signal output from the second oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , and a fourth frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the second frequency conversion part using the second local signal output from the phase-shifting part as a local oscillation signal and outputs it as the second signal (or the first signal).

[0013]

In the aforementioned third invention, as the configuration for generating the first signal and the second signal with arbitrary phase difference θ in the first invention, after the electronic signal is branched into two signals, the prescribed first frequency conversion and the prescribed second frequency conversion are applied the respective signals. At this time, the same first local signal is used as the local oscillation signal for the application of the prescribed first frequency conversion to the signals. In addition, the second local signal is used as is as the local oscillation signal used for the application of the second frequency conversion to one of the two branched signals, and the signal shifted by prescribed phase angle θ from the second local signal is used as the local oscillation signal used for the application of the prescribed second frequency conversion to the other signal. As a result, the phase difference between the first signal and the second signal after the second frequency conversions matches phase difference θ between the signals used as the local oscillation signals for the respective second frequency conversions, so that first signal and second signals with arbitrary phase difference θ can be generated as desired.

[0014]

In the case of the fourth invention, in the distortion compensation device of the first invention, the branching/phase-shifting part contains a first oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the electronic signal using the first local signal output from the first oscillation part as a local oscillation signal, a branching part which branches the signal output from the first frequency conversion part into two signals for output, a second oscillation part which outputs a second local signal with prescribed frequency f_2 , a second oscillation part which applies prescribed second frequency conversion to one of the signals output from the branching part using the second local signal output from the second oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the first signal (or the second signal), a phase-shifting part which outputs the second local signal output from the second oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , and a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the other signal output from the branching part using the second local signal output from the phase-shifting part as a local oscillation signal and outputs it as the second signal (or the first signal).

[0015]

In the aforementioned fourth invention, as the configuration for generating the first signal and the second signal with arbitrary phase difference θ in the first invention, after the electronic signal is applied with the prescribed first frequency conversion and is branched into two signals, the prescribed second frequency conversion is applied to the respective signals. At this time, the second local signal is used unmodified as the local oscillation signal used for the application of the prescribed second frequency conversion to one of the 2 branched signals, and the signal shifted by prescribed phase angle θ from the second local signal is used as the local oscillation signal used for the application of the prescribed second frequency conversion to the other signal. As a result, the phase difference between the first signal and the second signal after the second frequency conversions matches phase difference θ between the signals used as the local oscillation signals for the respective second frequency conversions, so that a first signal and a second signal with arbitrary phase difference θ can be generated as desired.

/6

[0016]

The fifth invention is characterized in that in the distortion compensation device of the second invention, the phase-shifting part outputs said first local signal after the delay T_d has been added, where

$$T_d = \theta / (2\pi f_1)$$

which is equivalent to the prescribed phase angle θ for the first local signal with prescribed frequency f_1 output from the first oscillation part.

[0017]

The sixth invention is characterized in that the phase-shifting part of the third and fourth inventions outputs said second local signal after the delay Td has been added, where

$$Td = \theta/(2\pi f_2)$$

which is equivalent to the aforementioned prescribed phase angle θ for the second local signal with prescribed frequency f_2 output from the aforementioned second oscillation part.

[0018]

In the aforementioned fifth and the sixth inventions, the phase-shifting part can be easily configured using a constitution in which the delay Td where

$$Td = \theta/(2\pi f_x)$$

is added to the x th local signal in order to output the x th local signal at prescribed frequency f_x (x is 1 or 2) shifted by the prescribed phase angle θ .

[0019]

The seventh invention is characterized in that it is in one of the distortion compensation devices of inventions 2 through 6, wherein prescribed frequency f_1 and prescribed frequency f_2 are equal.

[0020]

In the aforementioned seventh invention, because the frequency band occupied by the first signal and the second signal after the first frequency conversion and the second frequency conversion matches the frequency band occupied by the original electronic signal when frequency f_1 of the first local signal and frequency f_2 of the second local signal are set equal to each other, the transmission system can be designed more easily.

[0021]

In the case of the eighth invention, in the distortion compensation device of the first invention, the branching/phase-shifting part contains a branching part which branches the electronic signal into two signals for output, an oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from the branching part using the local signal output from the oscillation part as a local oscillation signal, a phase-shifting part which outputs

the local signal output from the oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , a second frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the other signal output from the branching part using the local signal output from the phase-shifting part as a local oscillation signal, a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the first frequency conversion part using the local signal output from the oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the first signal (or the second signal), and a fourth frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the second frequency conversion part using the local signal output from the oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the second signal (or the first signal).

[0022]

In the aforementioned eighth invention, as the configuration for generating the first signal and the second signal with arbitrary phase difference θ in the first invention, the same first frequency conversion and the second frequency conversion as those in the second invention are applied to the respective two signals branched from the electronic signal using local signals from a single oscillation part. As a result, the frequency band occupied by the first signal and the second signal can be perfectly and easily matched to the frequency band occupied by the original electronic signal. Thus, the transmission system can be designed more easily, and the configuration of the branching/phase-shifting part can be simplified to reduce the cost.

[0023]

In the case of the ninth invention, in the distortion compensation device of the first invention, the branching/phase-shifting part contains a branching part which branches the electronic signal into two signals for output, an oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from the branching part using the local signal output from the oscillation part as a local oscillation signal, a second frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the other signal output from the branching part using the local signal output from the oscillation part as a local oscillation signal, a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the first frequency conversion part using the local signal output from the oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the first signal (or the second signal), a phase-shifting part which outputs the local signal output from the oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , and a fourth frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the signal output from the second frequency

conversion part using the local signal output from the phase-shifting part as a local oscillation signal and outputs it as the second signal (or the first signal).

[0024]

In the aforementioned ninth invention, as the configuration for generating the first signal and the second signal with arbitrary phase difference θ in the first invention, the same first frequency conversion and the second frequency conversion as those in the third invention are applied to the respective two signals branched from the electronic signal using local signals from a single oscillation part. As a result, the frequency band occupied by the first signal and the second signal can be easily and perfectly matched to the frequency band occupied by the original electronic signal. Thus, the transmission system can be designed more easily, and the configuration of the branching/phase-shifting part can be simplified to reduce the cost.

/7

[0025]

In the case of the tenth invention, in the distortion compensation device of the first invention, the branching/phase-shifting part contains an oscillation part which outputs a first local signal with prescribed frequency f_1 , a first frequency conversion part which applies prescribed first frequency conversion to the electronic signal output from the branching part using the local signal output from the oscillation part as a local oscillation signal, a branching part which branches the signal output from the first frequency conversion part into two signals for output, a second frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to one of the signals output from the branching part using the local signal output from the oscillation part as a local oscillation signal and outputs it as the first signal (or the second signal), a phase-shifting part which outputs the local signal output from the oscillation part after shifting its phase by prescribed phase angle θ , and a third frequency conversion part which applies prescribed second frequency conversion to the other signal output from the branching part using the local signal output from the phase-shifting part as a local oscillation signal and outputs it as the second signal (or the first signal).

[0026]

In the aforementioned tenth invention, as the configuration for generating the first signal and the second signal with arbitrary phase difference θ in the first invention, the same first frequency conversion and the second frequency conversion as those in the fourth invention are applied to the respective two signals branched from the electronic signal using local signals from a single oscillation part. As a result, the frequency band occupied by the first signal and the second signal can be easily and perfectly matched to the frequency band occupied by the original

electronic signal easily. Thus, the transmission system can be designed more easily, and the configuration of the branching/phase-shifting part can be simplified to reduce the cost.

[0027]

The eleventh invention is characterized in that it is one of the distortion compensation devices of inventions 8 through 10, the phase-shifting part outputs said local signal after delay T_d has been added, where

$$T_d = \theta/(2\pi f_1)$$

which is equivalent to the prescribed phase angle θ for the local signal with prescribed frequency f_1 output from the oscillation part.

[0028]

In the aforementioned eleventh invention, the phase-shifting part can be easily configured using a configuration in which delay T_d is added to the local signal, where

$$T_d = \theta/(2\pi f_1)$$

in order to output the local signal at prescribed frequency f_1 shifted by prescribed phase angle θ .

[0029]

The twelfth invention is characterized in that it is one of the distortion compensation device of inventions 2 through 6 and 8 through 11, wherein the prescribed first frequency conversion is performed by an up-conversion system, and the prescribed second frequency conversion is performed by a down-conversion system.

[0030]

The thirteenth invention is characterized in that it is one of the distortion compensation devices of inventions 2 through 6 and 8 through 11, wherein the prescribed first frequency conversion is performed by a down-conversion system, and the prescribed second frequency conversion is performed by an up-conversion system.

[0031]

In the aforementioned twelfth invention, an up-conversion system which converts an electronic signal with frequency f into frequency $f + f_1$ is adopted for the prescribed first frequency conversion, and a down-conversion system for conversion into frequency $|f + f_1 - f_1|$ is adopted for the prescribed second frequency conversion. In addition, in the aforementioned thirteenth invention, a down-conversion system which converts an electronic signal with frequency f into frequency $|f - f_1|$ is adopted for the prescribed first frequency conversion, and an up-conversion

system for conversion into frequency $|f - f_1| + f_1$ is adopted for the prescribed second frequency conversion. Because the frequency band occupied by the first signal and the second signal after the first frequency conversion and the second frequency conversion need not be changed significantly with respect to the frequency band occupied by the original electronic signal, or because it is perfectly matched to the frequency band occupied by the original electronic signal, as a result, the transmission system can be designed more easily.

[0032]

The fourteenth invention is characterized in that it is one of the distortion compensation devices of inventions 1 through 13, wherein θ is 90° or 270° ($\pi/2$ radians or $3\pi/2$ radians).

[0033]

Group delay distortion in the case of an FM (frequency modulation) signal transmission and linear distortion, such as wavelength dispersion distortion in the case of optical transmission, have a phase shift of $+90^\circ$ or -90° with respect to the original signal to be transmitted. In the aforementioned fourteenth invention, the phase difference of the compensative distortion with respect to the original signal (the first signal) is set to $\pm 90^\circ$ by setting the phase difference between the first signal and the second signal to 270° or 90° in order to realize distortion compensation corresponding specifically to the aforementioned linear distortion.

[0034]

In the case of the fifteenth invention, in the device of the first invention, the branching-phase-shifting part is made of a 90° branching device which takes the electronic signal as an input, branches it into first and second signals with the prescribed phase difference of 90° ($\pi/2$ radians) for output.

[0035]

In the case of the fifteenth invention, distortion compensation specific to linear distortion can be realized using a simpler configuration involving a 90° branching device (coupler) with which phase difference θ between the first signal and the second signal becomes 90° .

[0036]

In the case of the sixteenth invention, in invention 14 or 15, it is equipped with an out-of-phase coupling part which combines the first signal transmitted by the transmission part with the compensative distortion generated by the distortion generating part for output in place of the coupling part.

[0037]

In the sixteenth invention, the original signal (the first signal) and the compensative distortion signal are combined out of phase so as to set the phase difference of the compensative distortion with respect to the original signal to 90° or -90° , so that a distortion compensation which can cope with the linear distortion more flexibly can be realized.

[0038]

Embodiments of the invention

Figure 1 is a block diagram showing the configuration of a distortion compensation device pertaining to a first embodiment of the present invention. In Figure 1, the distortion compensation device is equipped with multi-channel signal source 100, branching part 101, first oscillation part 102, phase-shifting part 103, first frequency conversion part 104, second frequency conversion part 105, second oscillation part 106, third frequency conversion part 107, fourth frequency conversion part 108, transmission part 109, distortion signal generator 110, and coupling part 111. Branching part 101; first and second oscillation parts 102 and 106; phase-shifting part 103; and first, second, third, and fourth frequency conversion parts 104, 105, 107, and 108 constitute branching/phase-shifting part 1000.

/8

[0039]

Next, operations of the distortion compensation device shown in Figure 1 will be explained. Multi-channel signal source 100 outputs a multi-channel signal which occupies a frequency-multiplexed wide frequency area as an electronic signal to be applied with the distortion compensation. Branching part 101 branches the electronic signal output from multi-channel signal source 100 into two signals. First oscillation part 102 outputs a first local signal with frequency f_1 . First frequency conversion part 104 applies prescribed first frequency conversion to one of the signals output from branching part 101 for output using the first local signal output from first oscillation part 102. If the first local signal is

$$\cos \{2\pi f_1 t\} \dots (1),$$

and the electronic signal output from multi-channel signal source 100 or the electronic signal output from branching part 101 is a 1-channel signal represented by

$$\cos \{2\pi f t\} \dots (2)$$

while adopting the up-conversion system for the prescribed first frequency conversion, a signal represented by

$$0.5 \cos \{2\pi (f + f_1) t\} \dots (3)$$

is output from first frequency conversion part 104.

[0040]

Phase-shifting part 103 shifts the phase of the first local signal output from first oscillation part 102 by prescribed phase angle θ . Second frequency conversion part 105 applies prescribed first frequency conversion to the other signal output from branching part 101 using the first local signal output from phase-shifting part 103 as a local oscillation signal for output. Because said first local signal output from phase-shifting part 103 is

$$\cos \{2\pi f_1 t + \theta\} \dots (4),$$

the second signal output from second frequency conversion part 105 can be

$$0.5 \cos \{2\pi (f + f_1) t + \theta\} \dots (5).$$

[0041]

Second oscillation part 106 outputs a second local signal with frequency f_2 . Third frequency conversion part 107 and fourth frequency conversion part 108 apply prescribed second frequency conversion to the signals output from first frequency conversion part 104 and second frequency conversion part 105 using the second local signal output from second oscillation part 106 and output them as the first signal and the second signal. When the second local signal is

$$\cos \{2\pi f_2 t + \theta\} \dots (6),$$

and the down-conversion system is further adopted for the prescribed second frequency conversion, the first signal output from third frequency conversion part 107 can be represented by

$$0.25 \cos \{2\pi (f + f_1 - f_2) t\} \dots (7),$$

and the second signal output from fourth frequency conversion part 108 by

$$0.25 \cos \{2\pi (f + f_1 - f_2) t + \theta\} \dots (8).$$

[0042]

Transmission part 109 transmits the first signal, and distortion signal generator 110 has the configuration explained under the Prior art so as to generate a distortion component (referred to as compensative distortion hereinafter) of a prescribed order using the second signal. Coupling part 111 combines the first signal transmitted by transmission part 109 with the compensative distortion generated by distortion signal generator 110 for output.

[0043]

As explained above, in the first embodiment, the prescribed first frequency conversion is applied to one of the two branched signals using the first local signal as it is as the local oscillation signal. The prescribed first frequency conversion is applied to the other using the signal obtained by shifting the first local signal by prescribed phase angle θ . Second prescribed frequency is

applied to the 2 signals already applied with said first frequency conversion using the same local oscillation signal (the second local signal). As it is clear when Equations (7) and (8) above are compared, the first signal and the second signal, each containing phase difference θ , are output from branching/phase-shifting part 1000 as a result. Said phase difference θ can be set arbitrarily by adjusting phase angle θ needed for phase-shifting part 103 to shift the first local signal. For example, when distortion signal generator 110 generates a compensative distortion in-phase with the second signal as shown in Figure 2, said compensative distortion has phase difference θ with respect to the first signal. Thus, as coupling part 111 couples said compensative distortion with the first signal (the original signal) for output, the present distortion compensation device can generate a compensative distortion with signal arbitrary phase with which a distortion component with any phase generated with respect to the original signal by the transmission system can be offset. In addition, although the explanation given above assumed that the electronic signal output from multi-channel signal source 100 or the electronic signal output from branching part 101 was a 1-channel signal, as is clear with reference to aforementioned Equations (1) through (8), even in the case of a multi-channel signal, the first signal and the second signal have a phase difference θ over the entire frequency band occupied. As a result, distortion with an arbitrary phase relationship with respect to the original signal can be offset/suppressed across a wide frequency band.

[0044]

/9

In addition, when phase difference θ is set to 90° or 270° , phase difference θ of the compensative distortion with respect to the original signal (the first signal) becomes $\pm 90^\circ$. As a result, a compensative distortion signal corresponding to the linear distortion generated by the 270° or 90° phase relationship with respect to the original signal can be generated. Furthermore, when the down-conversion system is adopted for the prescribed first frequency conversion, and the up-conversion system is adopted for the prescribed second frequency conversion, the same effect can also be achieved.

[0045]

Figure 3 is a block diagram showing the configuration of a distortion compensation device pertaining to a second embodiment of the present invention. In Figure 3, although the distortion compensation device comprises the same components as those of the distortion compensation device shown in Figure 1, it is different in that it involves somewhat different component connections. Thus, the same components in Figure 3 as those components shown Figure 1 are assigned the same reference numbers, and the focus will be placed on this difference in the following explanation.

[0046]

Multi-channel signal source 100 outputs a multi-channel signal. Branching part 101 branches the electronic signal output from multi-channel signal source 100 into 2. First oscillation part 102 outputs a first local signal at frequency f_1 . First frequency conversion part 104 and second frequency conversion part 105 apply prescribed first frequency conversion to one and the other signals output from branching part 101 using the first local signal output from first oscillation part 102 as a local oscillation signal for output. Second oscillation part 106 outputs a second local signal with frequency f_2 . Third frequency conversion part 107 applies prescribed second frequency conversion to the signal output from first frequency conversion part 104 using the second local signal output from second oscillation part 106 as a local oscillation signal and outputs it as a first signal. Phase-shifting part 103 shifts the phase of the second local signal output from second oscillation part 106 by prescribed phase angle θ . Fourth frequency conversion part 108 applies prescribed second frequency conversion to the signal output from second frequency conversion part 105 using the second local signal output from phase-shifting part 103 as a local oscillation signal and outputs it as a second signal. Transmission part 109 transmits the first signal, and distortion signal generator 110 generates a compensative distortion signal from the second signal. Coupling part 111 combines the first signal transmitted by transmission part 109 with the compensative distortion signal generated by distortion signal generator 110 for output.

[0047]

As explained above, in the second embodiment, after the prescribed first frequency conversion is applied to the respective two branched electronic signals using the same local oscillation signal (the first local signal), the prescribed second frequency conversion is applied using the local oscillation signal (the second local signal) with prescribed phase difference θ in order to output the first signal and the second signal with phase difference θ .

[0048]

Figure 4 is a block diagram showing the configuration of a distortion compensation device pertaining to a third embodiment of the present invention. In Figure 4, the distortion compensation device is different from the distortion compensation device shown in Figure 3 in that it is equipped with only three frequency conversion parts, and it involves somewhat different component connections. Furthermore, attention should be drawn to the fact that because the second frequency conversion part shown in Figure 4 corresponds to the third frequency conversion part shown in Figure 3, they are assigned the same reference number, that is, 107, and

that because the third frequency conversion part shown in Figure 4 corresponds to the fourth frequency conversion part shown in Figure 3, they are assigned the same reference number, that is, 108. In addition, of the other components shown in Figure 4, those which are identical to the components shown in Figure 3 are assigned the same reference numbers; and the focus will be placed on these differences in the following explanation.

[0049]

First oscillation part 102 outputs a first local signal at frequency f_1 . First frequency conversion part 104 applies prescribed first frequency conversion to the multi-channel signal output from multi-channel signal source 100 using the first local signal (frequency f_1) output from first oscillation part 102 as a local oscillation signal for output. Branching part 101 branches the electronic signal output from first frequency conversion part 104 into two signals. Second oscillation part 106 outputs a second local signal at frequency f_2 . Second frequency conversion part 107 applies prescribed second frequency conversion to one of the signals output from branching part 101 using the second local signal output from second oscillation part 106 as a local oscillation signal and outputs it as a first signal. Phase-shifting part 103 shifts the phase of the second local signal output from second oscillation part 106 by prescribed phase angle θ . Third frequency conversion part 108 applies prescribed second frequency conversion to the other signal output from branching part 101 using the second local signal output from phase-shifting part 103 as a local oscillation signal and outputs it as a second signal. Coupling part 111 combines the first signal transmitted by transmission part 109 with the compensative distortion generated by distortion signal generator 110 for output.

[0050]

As explained above, in the third embodiment, after the prescribed first frequency conversion is applied to the multi-channel signal, it is branched into two signals. The prescribed second frequency conversion is applied to one of the branched signals using the unmodified second local signal as a local oscillation signal, and the prescribed second frequency conversion is applied to the other signal using a local oscillation signal with phase difference θ with respect to the second local signal in order to output the first signal and the second signal with phase difference θ over a wide frequency band. Furthermore, in the third embodiment, because the number of frequency conversion parts is reduced over the first and the second embodiments, the cost of the distortion compensation device can be reduced.

[0051]

Next, a distortion compensation device pertaining to a fourth embodiment of the present invention will be explained. Although the distortion compensation device of the present embodiment is neither illustrated nor explained because it has the same configuration and operates in the same manner as the distortion compensation device shown in Figure 1, it is different in that a concrete form is given to the configuration of phase-shifting part 103. This difference will be explained below. Phase-shifting part 103 of the present embodiment delays the first local signal input by prescribed delay T_d . Said delay T_d is defined as

$$T_d = \theta/(2\pi f_1) \dots (9)$$

in correspondence to frequency f_1 of the first local signal and phase angle θ to be shifted by phase-shifting part 103. When the first local signal represented by aforementioned Equation (1) is delayed by aforementioned delay T_d , the signal output from phase-shifting part 103 becomes

$$\cos \{2\pi f_1 (t + T_d)\} = \cos \{2\pi f_1 t + \theta\} \dots (10),$$

so that a first local signal with phase difference θ with respect to aforementioned Equation (1) can be generated.

[0052]

Next, a distortion compensation device pertaining to a fifth embodiment of the present invention will be explained. Although the distortion compensation device of the present embodiment is neither illustrated nor explained because it has the same configuration and operates in the same way as the distortion compensation device shown in Figure 3 or Figure 4, it is different in that a concrete form is given to the configuration of phase-shifting part 103 shown in Figure 3 or Figure 4. Said difference will be explained below. Phase-shifting part 103 of the present embodiment delays the second local signal input by prescribed delay T_d . Said delay T_d is defined as

$$T_d = \theta/(2\pi f_2) \dots (11)$$

with respect to frequency f_2 of the second local signal and phase angle θ to be shifted by phase-shifting part 103. When the second local signal represented by aforementioned Equation (6) is delayed by aforementioned delay T_d , the signal output from phase-shifting part 103 becomes

$$\cos \{2\pi f_2 (t + T_d)\} = \cos \{2\pi f_2 t + \theta\} \dots (12),$$

so that a second local signal with phase difference θ with respect to aforementioned Equation (6) can be generated.

[0053]

Next, a distortion compensation device pertaining to a sixth embodiment of the present invention will be explained. Although the distortion compensation device of the present

embodiment is neither illustrated nor explained because it has the same configuration and operates in the same manner as one of the distortion compensation devices in the aforementioned embodiments (Embodiments 1 through 5), it is different in that concrete forms are given to the prescribed first frequency conversion and the prescribed second frequency conversion. In the sixth embodiment, the up-conversion system is adopted for the prescribed first frequency conversion, and the down-conversion system is adopted for the prescribed second frequency conversion. As a result, as shown in Figure 5, the frequency band occupied by the first signal output from the distortion compensation device can be set close to the frequency band of the electronic signal output from multi-channel signal source 100, so that compatibilities (affinities) between equipment connected before and after the distortion compensation device and between systems can be realized, and system design becomes easier. Furthermore, when the down-conversion system is used for the prescribed first frequency conversion, and the up-conversion is used for the prescribed second frequency conversion, the same effect can also be attained.

[0054]

Figure 6 is a block diagram showing the configuration of a distortion compensation device pertaining to a seventh embodiment of the present invention. In Figure 6, the distortion compensation device is different from the distortion compensation device shown in Figure 1 in that it is not equipped with second oscillation part 106, and in that it involves somewhat different component connections. Thus, in Figure 6, the same components as those in the Figure 1 are assigned the same reference numbers, and the focus will be placed on these differences in the following explanation. Furthermore, because the distortion compensation device shown in Figure 6 is equipped with only a single oscillation part, first oscillation part 102 will be simply referred to as oscillation part 102.

[0055]

The operations of the distortion compensation device shown in Figure 6 will now be explained, addressing only the operations different from those of the distortion compensation device shown in Figure 1. The first local signal output from oscillation part 102 is input to first frequency conversion part 104, phase-shifting part 103, third frequency conversion part 107, and fourth frequency conversion part 108. As a result, the frequencies of the local oscillation signals used for the first frequency conversion and the second frequency conversion become the same, that is, f_1 . Thus, as shown in Figure 7, the frequency band occupied by the first signal output from the distortion compensation device can be perfectly matched to the frequency band of the electronic signal output from multi-channel signal source 100, so that better compatibilities

(affinities) between equipment connected before and after the distortion compensation device and between systems can be realized, so that system design becomes easier.

[0056]

Furthermore, as in the seventh embodiment, the method in which the first frequency conversion and the second frequency conversion are applied using only the first local signal output from first oscillation part 102 can be easily applied to the distortion compensation devices shown in Figure 3 and Figure 4 also. In addition, phase-shifting part 103 explained in the seventh embodiment is also configured such that delay $T_d = \theta/(2\pi f_1)$ defined by aforementioned Equation (9) is added to the first input local signal

[0057]

In the case of the distortion compensation devices pertaining to the first through the seventh embodiments, because the distortion element generated with respect to the multi-channel signal is compensated over a wide band, the first frequency conversion and the second frequency conversion are applied using local oscillation signals with the same frequency but having phase difference θ in order to generate the second signal. However, when the multi-channel signal has a frequency band narrower than those of the multi-channel signals in the first through the seventh embodiments, a distortion compensation device pertaining to the eighth embodiment given below can also be applied.

[0058]

Figure 8 is a block diagram of a distortion compensation device pertaining to an eighth embodiment of the present invention. In Figure 8, the distortion compensation device is different from the distortion compensation device shown in Figure 1 in that it is equipped with a 90° branching device 801 in place of branching/phase-shifting part 1000. Because the other parts are identical, the applicable parts are assigned the same reference numbers, and their explanation will be thereby simplified. Furthermore, opposite-phase coupling part 811 may be provided in place of coupling part 111 depending on the phase relationship of the linear distortion ($+90^\circ$ or -90°) generated by the transmission system with respect to the first signal (the original signal). /11

[0059]

Next, operations of the distortion compensation device shown in Figure 8 will be explained. 90° branching device 801 takes the multi-channel signal output from multi-channel signal source 100 as an input and branches it into two electronic signals (a first signal and a second signal) with phase difference θ of 90° for output. Coupling part 111 combines the first

signal transmitted by transmission part 109 with a compensative distortion signal generated by distortion signal generator 110 for output. In addition, when opposite-phase coupling part 811 is used in place of coupling part 111, opposite-phase coupling part 811 combines the first signal with the compensative distortion signal with opposite phase for output.

[0060]

As explained above, in the eighth embodiment, the first signal and the second signal with phase difference θ of 90° is generated using a simple configuration, and a compensative distortion signal with phase difference of 90° with respect to the first signal is generated easily as a result. The compensative distortion signal with phase difference of $+90^\circ$ or -90° can be generated by combining said compensative distortion signal with the first signal by coupling part 111 or opposite-phase coupling part 811, so that a distortion compensation device capable of effectively and flexibly handling linear distortion, and wavelength dispersion distortion during optical transmission in particular.

Brief description of the figures

Figure 1 is a block diagram showing the configuration of the distortion compensation device pertaining to a first embodiment of the present invention.

Figure 2 is a phasor diagram for illustrating the phase relationship between the first signal and the compensating distortion signal of the distortion compensation device of Figure 1.

Figure 3 is a block diagram showing the configuration of the distortion compensation device pertaining to the second embodiment of the present invention.

Figure 4 is a block diagram showing the configuration of the distortion compensation device pertaining to the third embodiment of the present invention.

Figure 5 is a schematic diagram for illustrating the occupied frequency band of the distortion compensation device pertaining to the sixth embodiment of the present invention.

Figure 6 is a block diagram showing the configuration of the distortion compensation device pertaining to the seventh embodiment of the present invention.

Figure 7 is a schematic diagram for illustrating the occupied frequency band of the distortion compensation device pertaining to the seventh embodiment of the present invention.

Figure 8 is a block diagram showing the configuration of the distortion compensation device pertaining to the eighth embodiment of the present invention.

Figure 9 is a block diagram showing the configuration of the conventional distortion compensation device.

Figure 10 is a phasor diagram for illustrating the phase relationship between the tertiary non-linear distortion signal generated by the amplification system and the original signal.

Figure 11 is a phasor diagram for illustrating the phase relationship between the tertiary non-linear distortion (compensating distortion) signal generated by the distortion compensation device and the original signal.

Figure 12 is a schematic diagram for illustrating the phase relationship between the linear distortion signal generated by the transmission system and the original signal.

Explanation of the symbols

- 100 Signal source
- 101 Branching part
- 102 First oscillation part
- 103 Phase-shifting part
- 104 First frequency conversion part
- 105 Second frequency conversion part
- 106 Second oscillation part
- 107 Third frequency conversion part; second frequency conversion part shown in Figure 4
- 108 Fourth frequency conversion part; third frequency conversion part shown in Figure 4
- 109 Transmission part
- 110 Distortion signal generating part
- 111 Coupling part
- 1000 Branching/phase-shifting part
- 801 90° branching device
- 811 Opposite-phase coupling part

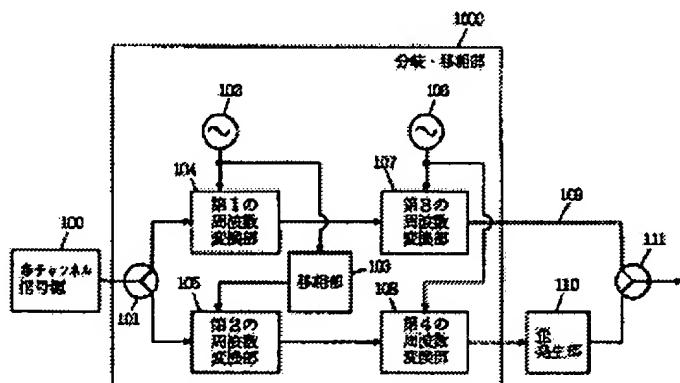


Figure 1

Key:

- 100 Multi-channel signal source
- 103 Phase-shifting part
- 104 First frequency conversion part
- 105 Second frequency conversion part
- 107 Third frequency conversion part

108 Fourth frequency conversion part
 110 Distortion signal generating part
 1000 Branching/phase-shifting part

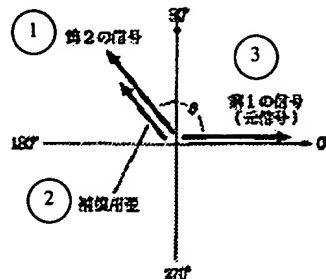


Figure 2

Key: 1 Second signal
 2 Compensative distortion
 3 First signal (original signal)

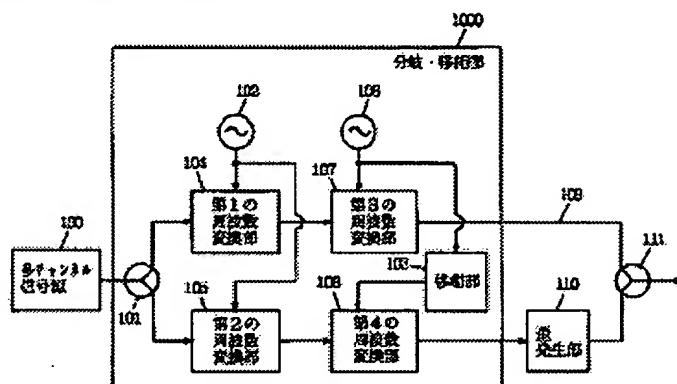


Figure 3

Key: 100 Multi-channel signal source
 103 Phase-shifting part
 104 First frequency conversion part
 105 Second frequency conversion part
 107 Third frequency conversion part
 108 Fourth frequency conversion part
 110 Distortion signal generating part
 1000 Branching/phase-shifting part

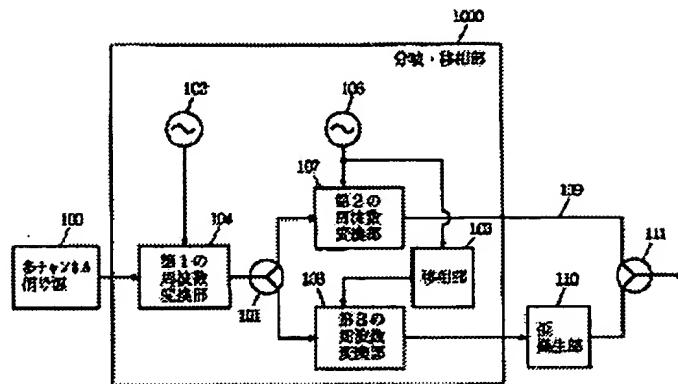
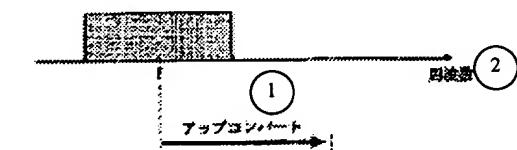


Figure 4

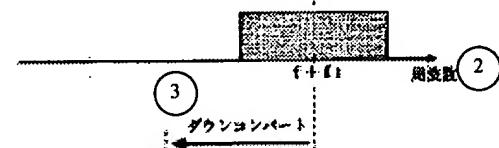
Key:

- 100 Multi-channel signal source
- 103 Phase-shifting part
- 104 First frequency conversion part
- 107 Third frequency conversion part
- 108 Fourth frequency conversion part
- 110 Distortion signal generating part
- 1000 Branching/phase-shifting part

(a) 多チャンネル信号源からの電気信号



(b) 第1の周波数変換後の信号



(c) 第2の周波数変換後の信号

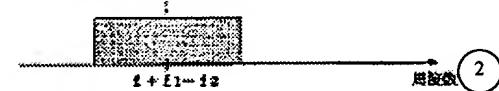


Figure 5

Key:

- (a) Electronic signal from multi-channel signal source
- (b) Signal after first frequency conversion
- (c) Signal after second frequency conversion
- 1 Up-conversion
- 2 Frequency
- 3 Down-conversion

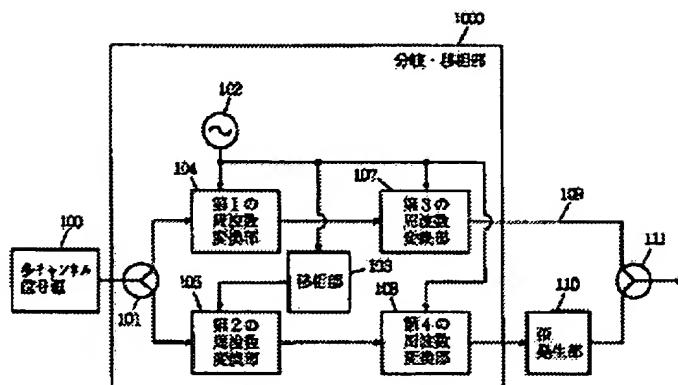


Figure 6

Key:

- 100 Multi-channel signal source
- 103 Phase-shifting part
- 104 First frequency conversion part
- 105 Second frequency conversion part
- 107 Third frequency conversion part
- 108 Fourth frequency conversion part
- 110 Distortion signal generating part
- 1000 Branching/phase-shifting part

(a) 多チャンネル信号源からの電気信号

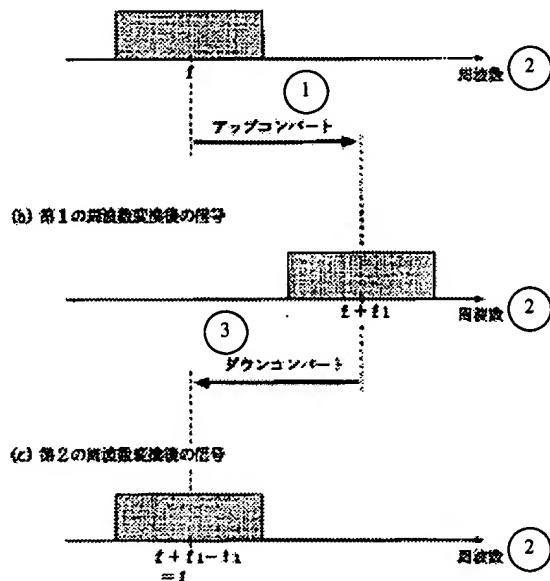


Figure 7

Key:

- (a) Electronic signal from multi-channel signal source
- (b) Signal after first frequency conversion
- (c) Signal after second frequency conversion
- 1 Up-conversion
- 2 Frequency

3 Down-conversion

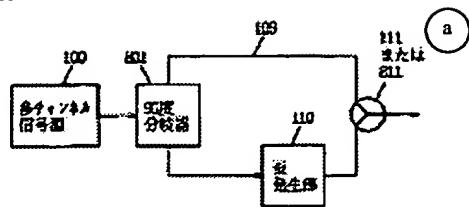


Figure 8

Key:

- a 111 or 811
- 100 Multi-channel signal source
- 110 Distortion signal generating part
- 801 90° branching device

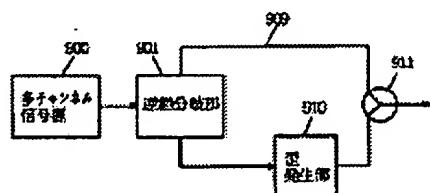


Figure 9

Key:

- 900 Multi-channel signal source
- 901 Opposite-phase branching part
- 910 Distortion signal generating part

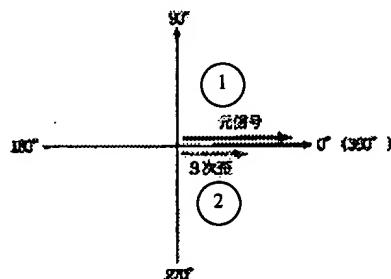


Figure 10

Key:

- 1 Original signal
- 2 Tertiary distortion

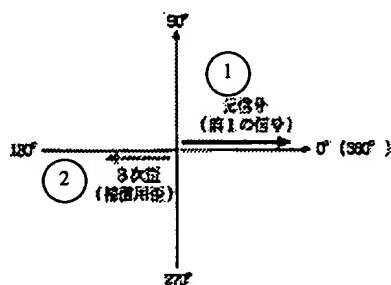


Figure 11

Key: 1 Original signal (first signal)
2 Tertiary distortion (compensative distortion)

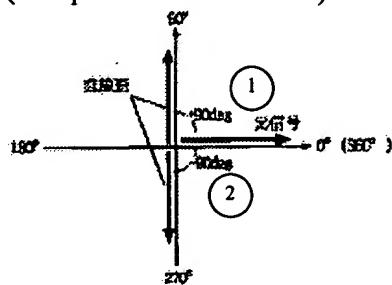


Figure 12

Key: 1 Linear distortion
2 Original signal